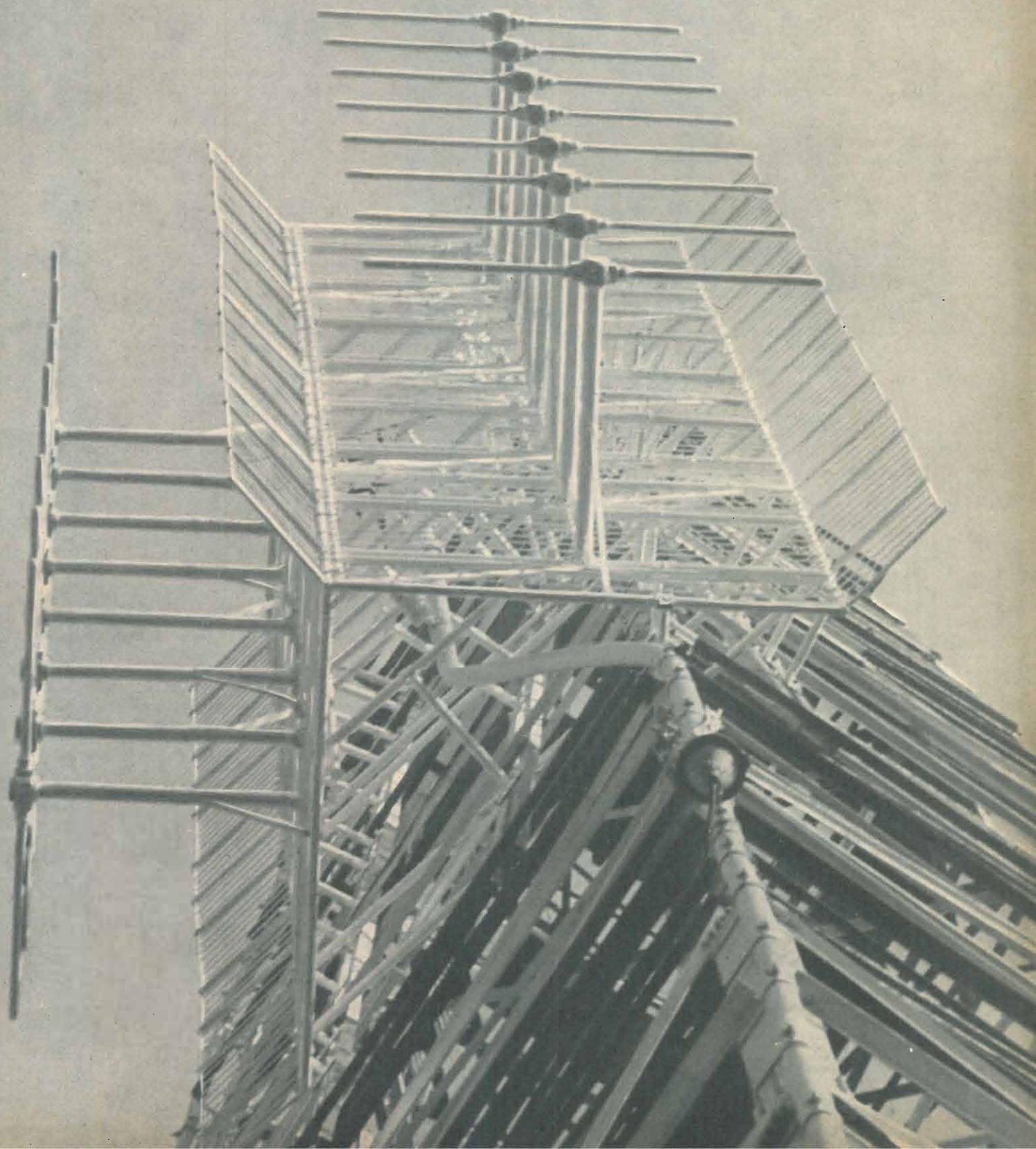
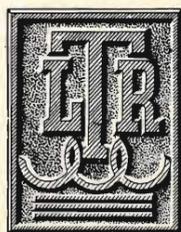
ELETTRONICA

EDIZIONI RADIO ITALIANA - ANNO II - MAGGIO-GIUGNO 1953 - NUMERO 3 - L. 300

LABORATORIO RADIOTECNICO

DI E. ACERBE

VIA MASSENA, 42-44
TELEFONO 42.234

TELEVISORI DELLE MIGLIORI MARCHE NAZIONALI ED ESTERE

GELOSO ✱ UNDA RADIO ✱ SART ✱ PHILMORE

MANUTENZIONE E ASSISTENZA
GARANTITA DA UN MODERNO
LABORATORIO DI RIPARAZIONE
ADIBITO ALLA SOLA TELEVISIONE

CAMBIADISCHI E GIRADISCHI AUTOMATICI E NORMALI

A DUE E TRE VELOCITÀ

W. M. TRI-O-MATIC ✱ STAAR ✱ BSR ✱ PHILIPS

INCISORI A NASTRO E FILO

REVERE ✱ WEBSTER ✱ GELOSO

IL MEGLIO NELLE NOVITÀ TECNICHE

Con i tipi della ILTE - Industria Libraria Tipografica Editrice - Stabilimenti di Corso Bramante 20 - Torino (5766)

Ing. S. BELOTTI & C. S.A.

MILANO
PIAZZA TRENTO, 8

Telegr. { *Ingbelotti* / *Milano*

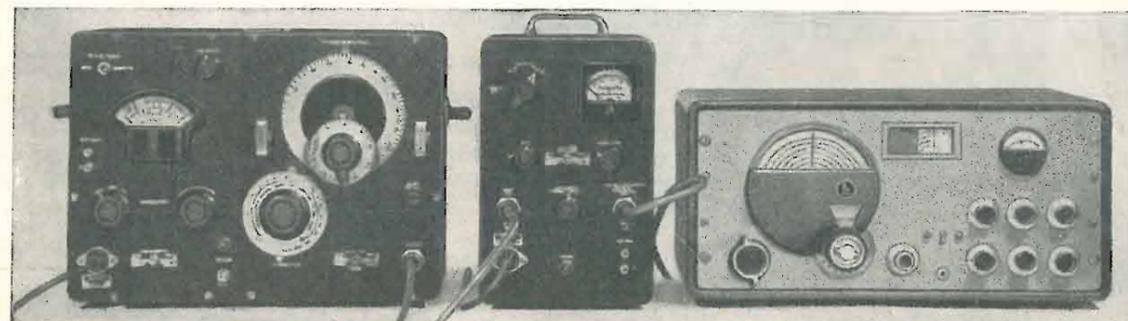
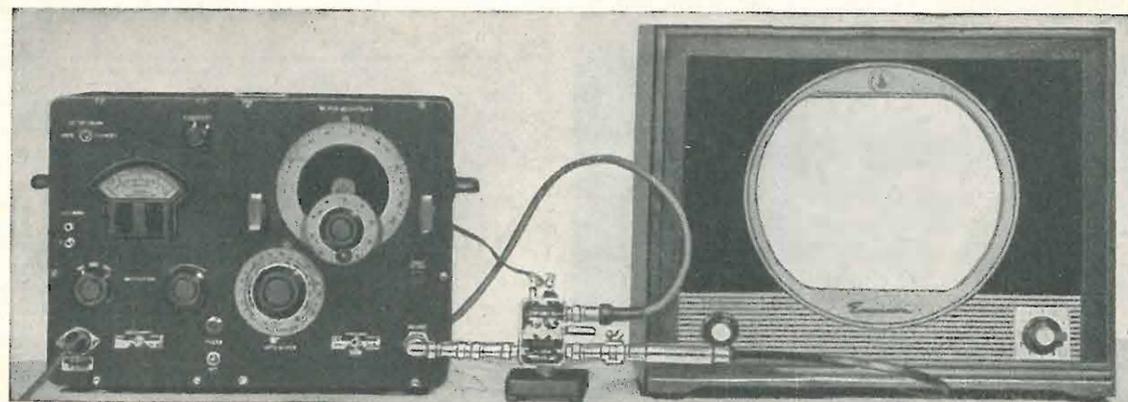
Telef. { 5.20.51 / 5.20.52 / 5.20.53 / 5.20.20

GENOVA
Via G. D'Annunzio, 1/7
Telef. 52.309

ROMA
Via del Tritone, 201
Telef. 61.709

NAPOLI
Via Medina, 61
Telef. 23.279

GENERATORE DI SEGNALI CAMPIONE
GENERAL RADIO

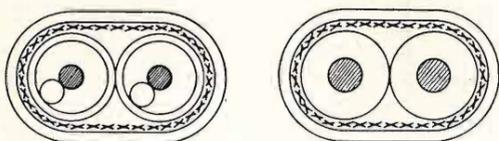
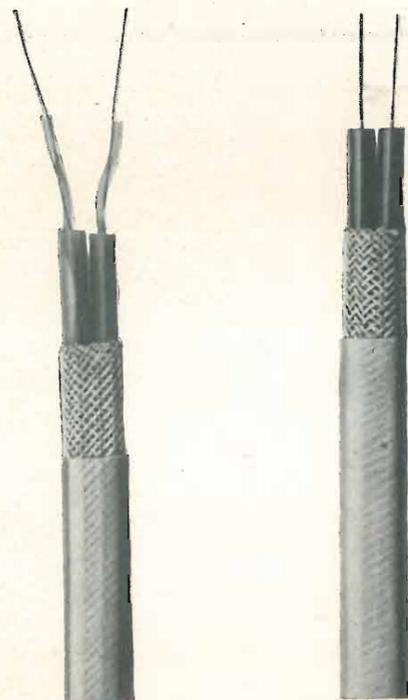
Tipo 1021 - AU - 250 - 920 Mc
Tipo 1021 - AV - 50 - 250 Mc

Il generatore di segnali campione tipo 1021-A e il modulatore di ampiezza tipo 1023-A disposti per prove su radioricevitore

Il generatore di segnali campione tipo 1021-A col modulatore a diodo tipo 1000-P6 disposti per prove su ricevitore televisivo

ANALIZZATORI SUPER-SENSIBILI ✱ MISURATORI DI USCITA ✱ AMPLIFICATORI ✱ OSCILLATORI ✱ GENERATORI SEGNALI CAMPIONE ✱ MONITORI ✱ PONTI PER MISURE C. R. L. ✱ MISURATORI DI LIVELLO DEI SUONI ✱ VOLTMETRI A VALVOLA ✱ STROBOSCOPI ✱ FREQUENZIMETRI ✱ ELEMENTI COASSIALI ✱ OSCILLOGRAFI

LISTINI A RICHIESTA

S. R. L. CONDUTTORI ELETTRICI

CARLO ERBA

MILANO - Via Clericetti, 40 - Telef. 29.28.67

CAVI PER AF E TV

CAVI SCHERMATI PER TELEVISIONE

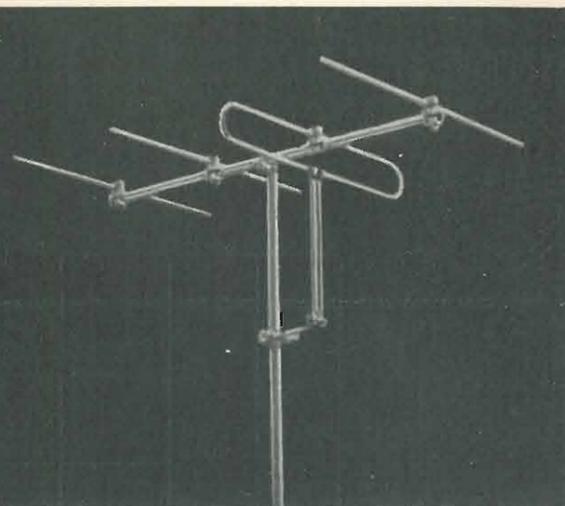
FILI PER MONTAGGIO M. 49

PRODUZIONE DÄTUYLER E PIRELLI

FILI SMALTATI E LITZ SALDABILI

GIUNTI E TERMINALI PER CAVI AF E TV

DEPOSITI:

ROMA - BOLOGNA - GENOVA - TORINO - PADOVA

Antenne per TELEVISIONE

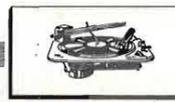
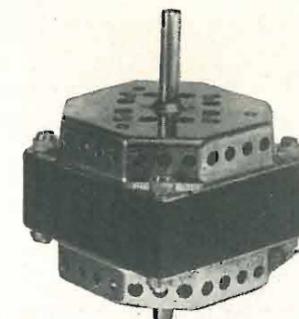
- **Antenne di tutti i tipi per tutti i canali TV e FM**
- **Tutti gli accessori per l'installazione di antenne per TV e FM**
- **Tipi speciali di antenne ad alto guadagno e preamplificatori di antenna per ricezione marginale**
- **Impianti di antenna collettivi e centralizzati**

RAPPRESENTANTI:

EMILIA (esclusa Piacenza): SARRE - Via Marescalchi, 7 - Bologna
PIACENZA: Casa della Radio - Via Garibaldi, 20-22
LIGURIA: I. E. T., Salita S. Matteo, 19-21 - Genova
LAZIO: Radio Argentina - Via Torre Argentina, 47 - Roma
PIEMONTE: P. G. Portino - Corso Re Umberto, 3 - Torino

La Ditta che vanta la più lunga esperienza nel ramo

LIONELLO NAPOLI

Viale Umbria, 80 - MILANO - Telef. 57.30.49

MOTORINI PER REGISTRATORI A FILO E A NASTRO

4 Poli	**Massa ruotante bilanciata dinamicamente**
1200 giri	**Bronzina autolubrificata**
Assoluta silenziosità	**Nessuna vibrazione**

TIPO 85/32 potenza 40 W
TIPO 85/20 potenza 20 W

ITELECTRA MILANO

VIA MERCADANTE, 7 - TELEF. 22.27.94

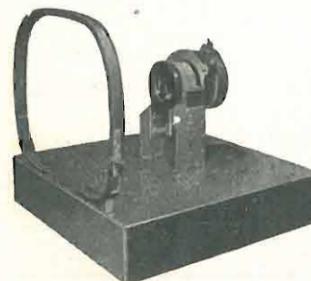
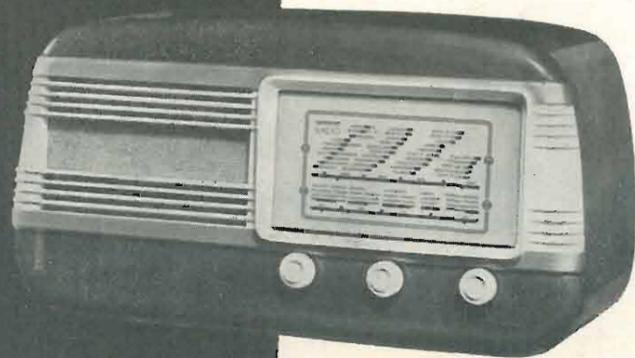
La Ditta **M. MARCUCCI & C. - MILANO**

Via Fratelli Bronzetti, 37 - Telefono 52.775

ricorda ai suoi affezionati clienti la vasta gamma dei suoi articoli e delle novità prodotte nell'annata.

TELEVISIONE: Oltre al televisore di sua produzione, presenta i relativi pezzi staccati: Tubi, Telai, Mobili, Mascherine, Spine, Prese, ecc.; inoltre i tavolini appositi, le antenne e i regolatori di tensione.

RADIO: Vari tipi di apparecchi radioriceventi, tipi a c.c. e c.a., portatili, nuovo modello Alba M. 65, autoradio, scatole montaggio, regolatori di tensione per radio, per rasoi elettrici, mascherine, valvole zoccoli normali, in ceramica e per valvole trasmittenti; tutti gli accessori.

AMPLIFICAZIONE: Trombe a diffusione ed esponenziali, unità esponenziali tipo Micron, attacchi spine e prese in gomma infrangibili, attacchi coassiali schermati o a vite tipo di alta classe, microfoni a nastro e piezoelettrici di nuova forma e di alta fedeltà. Apparecchi interfonici, custodie in bakelite per altoparlanti.

Alle Ditte che ne sono sprovviste, si spedisce su richiesta il Catalogo N. 52 e Listino N. 53.

ELETTRONICA

Televisione Italiana

NUMERO 3 ANNO II

MAGGIO GIUGNO 1953

DA PAGINA 125 A PAGINA 172

DIRETTORI:
EDOARDO CRISTOFARO
VITTORIO MALINVERNI

VICE DIRETTORE TECNICO:
GIUSEPPE DILDA

DIREZIONE E AMMINISTRAZIONE:
TORINO
VIA ARSENALE 21 - TELEF. 41.172

Concessionaria esclusiva della pubblicità:
COMPAGNIA INTERNAZIONALE PUBBLICITÀ PERIODICI (CIPP)
MILANO, VIA MERAVIGLI 11 - TEL. 808-350
TORINO, VIA POMBA 20 - TELEF. 45-816

Antenna trasmittente, di costruzione Rohde e Schwarz, dell'impianto televisivo di Monte Penice, funzionante assieme ad un trasmettitore video da 10 kW e ad un trasmettitore audio da 5 kW sul canale 1 italiano (61-68 MHz). Questa antenna è formata da 16 dipoli, montati in due piani disposti a 90° e muniti di griglie riflettenti; possiede un guadagno di potenza di 10 entro un angolo di 180°. La zona compresa in tale angolo, praticamente tutta la Pianura Padana, viene così servita dall'impianto di Monte Penice con le potenze irradiate equivalenti di 100 kW per il segnale video e di 50 kW per il segnale audio.

Sommario:

EDIZIONI RADIO ITALIANA

IL PRESENTE NUMERO DI "ELETTRONICA" COSTA IN ITALIA LIRE 300 (ARRETRATI LIRE 400) — I VERSAMENTI POSSONO ESSERE FATTI SUL CONTO CORRENTE POSTALE N 2/37800
ALL'ESTERO LIRE 500 (ARRETRATI LIRE 600)

ABBONAMENTO ANNUALE: IN ITALIA LIRE 1500 - ALL'ESTERO L. 2500
SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - IV GRUPPO
REGISTRATO ALLA CANCELLERIA DEL TRIBUNALE C. P. DI TORINO AL N. 493 IN DATA 6-11-1951

Altre pubblicazioni della **EDIZIONI RADIO ITALIANA:**

RADIOCORRIERE SETTIMANALE DELLA RADIO ITALIANA
L'APPRODO RIVISTA TRIMESTRALE DI LETTERE ED ARTI
I QUADERNI DELLA RADIO RACCOLTA DELLE CONVERSAZIONI DI MAGGIOR INTERESSE TENUTE ALLA RADIO
LA RADIO PER LE SCUOLE ILLUSTRAZIONE DEI PROGRAMMI RADIOSCOLASTICI

APPARECCHIATURE ELETTRONICHE PER LA MISURA DELL'UDITO

DOTT. ING. VITTORIO SAVELLI
della « Elit Elettronica Italiana »

Generalità.

Gran parte delle apparecchiature elettroniche in uso sono destinate ad amplificare, a registrare, a trasmettere a distanza le correnti elettriche generate da un campo sonoro agente su un microfono, al fine di riprodurre in altro luogo, o tempo, o con diversa intensità, lo stesso campo sonoro. Le esigenze che un sistema del genere deve soddisfare sono evidentemente legate alle proprietà dell'orecchio umano.

La conoscenza di queste proprietà ha quindi costituito un elemento basilare nella progettazione delle apparecchiature realizzate per i fini sopra accennati. Lo studio approfondito della funzione uditiva, dal punto di vista fisico e da quello psicofisiologico, costituisce d'altra parte una branca fondamentale della otologia, in quanto permette di definire, classificare e valutare quantitativamente le anomalie dell'apparato uditivo. Queste sono assai più diffuse di quanto generalmente si creda. A quella penosa menomazione che va sotto il nome generico di sordità, corrisponde in effetti una casistica assai varia e complessa di manifestazioni e di cause. Solo una determinazione accuratissima qualitativa e quantitativa degli scostamenti dalla normalità nel funzionamento di un apparato uditivo, nelle più diverse condizioni di eccitazione, può consentire una diagnosi abbastanza attendibile e guidare nella eventuale cura.

La tecnica elettronica è di validissimo aiuto alla otologia, mettendo a disposizione di questa apparecchiature sia per le normali prove cliniche, sia per le ricerche scientifiche; essa ha inoltre consentito di realizzare apparecchi di protesi, costituiti da piccoli amplificatori tascabili alimentati con pile, ormai molto diffusi, di grande ausilio nella maggior parte dei casi di sordità.

Prima dell'introduzione dei moderni audiometri elettronici le prove sull'udito venivano generalmente eseguite adoperando come generatori di suono dei normali diapason. Invero risale agli ultimi decenni dello scorso secolo l'attuazione di dispositivi più elaborati utilizzanti circuiti elettrici, eccitati da un diapason o da un vibratore (buzzer). Il primo audiometro a frequenza variabile, con intensità controllata, fu realizzato da Bunch e Dean nel 1919 a mezzo di generatori elettromeccanici. I primi audiometri elettronici risalgono al 1921 (Guttman).

Negli ultimi tre decenni gli audiometri elettronici sono stati sempre più perfezionati, seguendo gli sviluppi della tecnica elettronica ed elettroacustica e le richieste della più avanzata otologia. È soltanto dopo l'ultima guerra che in Italia questi apparecchi hanno avuto una larga diffusione, sostituendo, anche nei gabinetti degli specialisti, i diapason precedentemente usati.

Moderni audiometri per misure con toni puri.

In figura 1 è riportata la fotografia di un moderno audiometro di costruzione italiana.

Gli apparecchi di questo tipo devono oggi consentire una molteplicità di prove e rispondere a norme precise.

Innanzi tutto l'audiometro, quando il suo auricolare è applicato all'orecchio del paziente, deve poter generare, sulla membrana dell'orecchio stesso, una

Fig. 1 — Audiometro clinico di uso generale.

pressione sonora di valore noto e variabile entro larghissimi limiti (dalla soglia di udibilità fino ad arrivare possibilmente alla soglia di dolore) e di frequenza variabile entro tutto il campo dell'udibilità.

Nei moderni audiometri sono stati abbandonati generalmente i sistemi a battimento con variazione continua della frequenza e vengono quasi sempre usati oscillatori a resistenza e capacità a reazione mista positiva e negativa; con ciò si elimina la necessità di un periodico controllo della taratura, la frequenza e la tensione di uscita risultano stabilissime e la forma d'onda molto pura. L'oscillatore vero e proprio è normalmente seguito da stadi separatori e da un amplificatore finale. Un attenuatore, per lo più a salti di 5 dB, consente di variare l'intensità in uscita entro un campo di $100 \div 120$ dB.

Il ricevitore telefonico deve avere un responso abbastanza uniforme entro tutto il campo delle frequenze d'impiego (normalmente da 125 a 11 000 o 12 000 Hz) ed essere in grado di erogare una notevole potenza acustica senza distorsione apprezzabile specie alle frequenze basse. È conveniente usare un ricevitore telefonico di tipo magnetodinamico della migliore qualità.

Per comodità d'impiego l'attenuatore deve essere tarato in modo da indicare direttamente per ciascuna frequenza il livello in decibel al di sopra dell'intensità di soglia normale a quella particolare frequenza. Poichè la pressione normale di soglia in dine/cm² varia al variare della frequenza, è necessario ricorrere ad opportuni accorgimenti elettrici o meccanici per soddisfare detta esigenza. Si può, ad esempio, o riferirsi a linee di zero diverse per le varie frequenze sul quadrante dell'attenuatore, o variare per ogni frequenza il segnale applicato all'attenuatore e ricorrere in pari tempo a diverse scale per diversi gruppi di frequenze.

Di notevole interesse è il problema della *taratura degli audiometri* per quanto riguarda le pressioni sonore da essi generate. Questa taratura viene eseguita applicando il ricevitore telefonico dell'audiometro su un orecchio artificiale, che consiste, com'è noto, in un

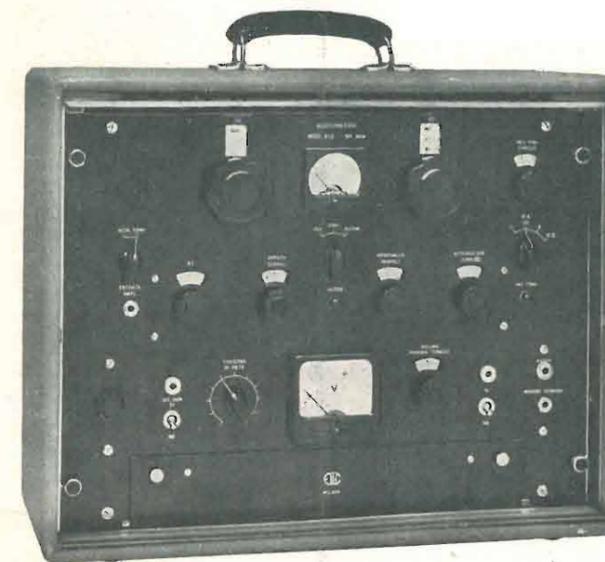



Fig. 2. — Audiometro speciale per la selezione di personale con udito particolarmente fine.

microfono a condensatore con un accoppiatore di caratteristiche tali da presentare un'impedenza acustica pari a quella di un orecchio medio normale. Poichè il microfono a condensatore dell'orecchio artificiale può essere tarato in modo assoluto, ossia è possibile conoscere la pressione sonora su di esso agente che corrisponde ad una certa tensione erogata, si potrebbe pensare di effettuare la taratura assoluta di un audiometro servendosi di un orecchio artificiale tarato. Ciò purtroppo non è possibile a causa delle differenze di impedenza acustica dei vari tipi di ricevitori e delle diverse misure e forme dei cuscinetti di gomma di cui essi sono guarniti.

Negli Stati Uniti d'America esistono presso il Bureau of Standards tre ricevitori W. E. tipo 705-A di particolare stabilità, per i quali è nota la tensione elettrica da applicare alle varie frequenze per avere la pressione normale di soglia; questa è stata ricavata da misure eseguite da Beasley su un gran numero di persone con udito all'incirca normale. Per ogni altro tipo di ricevitore la taratura viene eseguita una volta tanto su qualche esemplare per confronto soggettivo con uno dei tre ricevitori campione W. E. 705. Ci si serve poi dell'orecchio artificiale solo per il confronto e la taratura di ricevitori dello stesso tipo.

In Italia, presso la « Elit Elettronica Italiana », che fabbrica l'audiometro di figura 1, si è seguito un procedimento analogo, effettuando determinazioni di soglia alle varie frequenze su molti individui di udito all'incirca normale e misurando su un determinato orecchio artificiale la tensione di uscita quando ad esso sia applicato il tipo di ricevitore usato nelle prove e la tensione ai morsetti di esso sia quella che si era riscontrato sperimentalmente corrispondere ad un determinato livello sopra la soglia media normale. In tal modo si è venuti a disporre di un orecchio artificiale la cui taratura è nota, quando lo si usi per ricevitori di quel determinato tipo. Disponendo in pratica di due orecchi artificiali e tre ricevitori tenuti come campioni, c'è la possibilità di assicurarsi della stabilità nel tempo del complesso di taratura. Confronti con buoni audiometri tarati negli Stati Uniti hanno sempre dato risultati concordanti entro i limiti di approssimazione di queste misure.

Affinchè sia possibile effettuare le molteplici determinazioni che la moderna audiometria richiede è necessario che:

1) il segnale emesso dall'apparecchio possa venire interrotto o manualmente a volontà o automaticamente con una cadenza determinata e che i transitori della manipolazione siano inavvertibili;

2) che il segnale possa essere modulato in ampiezza con profondità di modulazione variabile (determinazione della soglia di discriminazione d'intensità secondo Lüscher);

3) che il segnale possa essere inviato contemporaneamente alle due orecchie con intensità diversa e regolabile (prove di bilanciamento secondo Fowler);

4) che oltre il tono puro l'apparecchio fornisca un rumore mascherante con composizione spettrale uniforme (rumore bianco) o di natura determinata;

5) che l'apparecchio sia corredato oltre che del ricevitore telefonico, o meglio di una coppia di ricevitori, per la trasmissione del suono per via aerotimpanica, anche di un adatto vibratore da appoggiare alla mastoide per la trasmissione del suono per via ossea.

In alcuni casi si richiede che l'apparecchio consenta di effettuare anche la determinazione della soglia di discriminazione di frequenza od altre particolari prove; ad esempio l'audiometro di figura 2 è stato realizzato per la selezione di personale destinato a impieghi speciali.

La moderna tecnica dei circuiti con tubi elettronici consente di risolvere in modo soddisfacente i problemi sopra accennati e non m'indugerò qui ad illustrare schemi particolari, che sono in sostanza quelli di oscillatori ed amplificatori di elevata stabilità con opportuni adattamenti per le esigenze particolari.

Apparecchiature per audiometria vocale.

Da qualche anno si è sviluppata una nuova tecnica audiometrica, consistente nell'effettuazione di prove di intelligibilità eseguite a diversi livelli sonori medi con liste di parole o fonemi opportunamente scelti. Si traccia in tal modo una curva di intelligibilità avente per ascisse il livello sonoro medio al quale ciascuna determinazione è eseguita e per ordinate la percentuale delle parole correttamente udite. L'andamento di questa curva può fornire indicazioni molto significative sulle anomalie dell'apparato uditivo. Si preferisce eseguire questa determinazione in campo

libero, ossia a mezzo di un altoparlante posto in una cabina acusticamente isolata e con pareti fortemente assorbenti, nella quale si colloca il paziente.

Un'apparecchiatura per audiometria vocale in campo libero deve soddisfare esigenze severe. Trattandosi generalmente di prove con fonemi è necessario che la riproduzione sia fedelissima e cioè che la distorsione ed il rumore di fondo siano molto bassi e comunque tali da non influire apprezzabilmente sull'intelligibilità. D'altra parte il livello sonoro fornito dall'altoparlante deve permettere di sperimentare anche su pazienti affetti da notevole ipoacusia e deve essere quindi regolabile in un campo molto esteso. In figura 3 è mostrata un'apparecchiatura di questo tipo con mescolatore dosatore a due ingressi e generatore di rumore termico per produrre un rumore mascherante. Tutta la catena di amplificatori ha un responso uniforme da 50 Hz a 15 000 Hz entro $\pm$ 1,5 dB, la potenza massima di uscita è di 20 W con distorsione inferiore all'1 %. Il rumore di fondo equivale ad una tensione riportata ai morsetti di ingresso di — 132 dB sotto il livello zero (0,775 V), ossia di circa 0,2 microvolt.

Apparecchiatura distorcente per prove audiometriche.

Per dare un esempio dei problemi che la moderna otologia può porre al tecnico elettroacustico illustrerò un po' diffusamente un'apparecchiatura speciale di recente realizzazione.

La Clinica O.R.L. dell'Università di Milano aveva riconosciuto, or sono circa due anni, l'opportunità di disporre per una sua ricerca di una apparecchiatura con la quale fosse possibile alterare in maniera varia i suoni per cercare di riprodurre su un'ascoltatore con udito normale lo stesso effetto che questi riscontrerebbe se il suo apparato uditivo fosse affetto da alterazioni come quelle che si verificano in alcuni casi tipici di sordità.

Come dal punto di vista fisico un'oscillazione sinusoidale è caratterizzata dalla sua *ampiezza* e *frequenza* (oltre che dalla durata nel tempo), così, dal punto di vista soggettivo di un ascoltatore al cui orecchio detta oscillazione giunga come vibrazione del mezzo circostante, essa risulta caratterizzata dalle sensazioni di *sonorità* (loudness) e di *altezza* (pitch). Ciascuno di questi due caratteri soggettivi, con i quali un tono puro viene percepito, dipende insieme dall'intensità e dalla frequenza della vibrazione (la sonorità è prevalentemente determinata dalla intensità e l'altezza dalla frequenza) oltre che dalle condizioni psicofisiologiche dell'ascoltatore.

La sensazione di sonorità per toni puri risulta definita quando siano note:

a) la funzione di sensazione acustica per una determinata frequenza (Fletcher, Stevens and Davis, Sacerdote);

b) la curva di eguale sensazione di sonorità in funzione della frequenza (Fletcher, Stevens and Davis).

Per quanto riguarda la sensazione di altezza, essa è data dalle curve di altezza soggettiva in funzione della frequenza per diversi livelli sonori (Stevens e Volkman).

In presenza di suoni complessi la sensazione sarà la risultante delle sensazioni dovute alle singole componenti sinusoidali del suono complesso ove si tenga conto degli eventuali effetti di combinazione, mascheramento, ecc.

Negli individui con funzione uditiva che possa ritenersi normale, le prove sperimentali effettuate allo scopo di determinare l'andamento della funzione di sensazione di sonorità, delle curve di uguale sensazione sonora (in particolare della curva di soglia), della curva di altezza soggettiva in funzione della frequenza, le prove d'intelligibilità con logatomi eseguite in diverse condizioni, dànno risultati concordanti entro i limiti d'incertezza di queste misure ed entro i limiti di tolleranza con cui la normalità può essere definita.

Ad alterazioni dell'apparato uditivo corrispondono scostamenti dalla normalità nell'andamento delle funzioni o curve sopra accennate che legano la sensazione alla eccitazione che la produce.

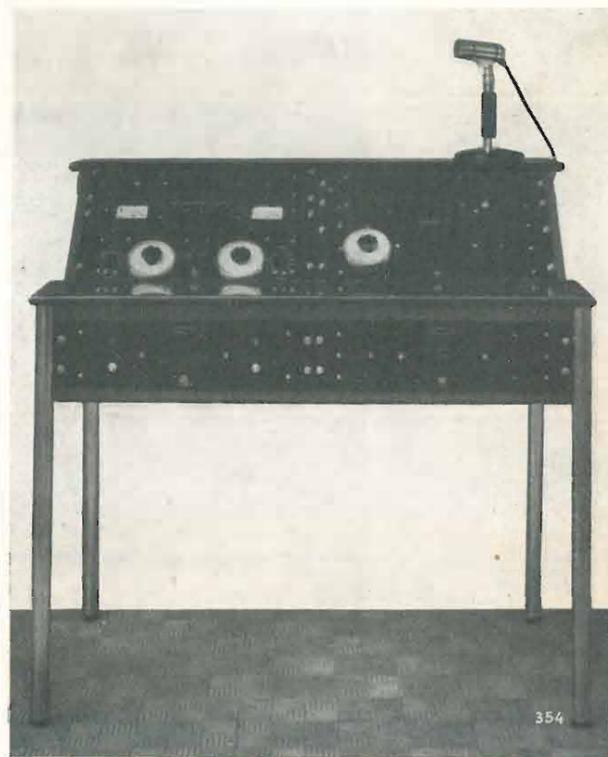



Fig. 3. — Apparecchiatura per audiometria vocale.

Se ci limitiamo a considerare la sensazione di sonorità per toni puri, la quale dipende, come abbiamo visto, dall'intensità e dalla frequenza del tono, appare ovvio che, se dal campo sonoro esistente in un punto A dello spazio si ricava, a mezzo di un opportuno trasduttore acustico, un campo sonoro in un altro punto B dello spazio, alterando in misura ben determinata l'intensità del campo sonoro a seconda del valore dell'intensità stessa e della frequenza del tono, deve essere possibile, a parte le difficoltà di realizzazione del trasduttore:

1) o compensare lo scostamento dalla normalità (entro certi limiti) della funzione uditiva di un ascoltatore, in modo che esso posto in B senta i toni puri come una persona con udito normale li sentirebbe in A;

2) o anche far sentire ad una persona con udito normale posta in B come sentirebbe in A una persona con funzione uditiva avente alterazioni analoghe a quelle introdotte dal trasduttore acustico interposto tra A e B.

Se si indica con S la sensazione, con L il livello d'intensità acustica in decibel rispetto ad una certa intensità assunta come riferimento, con f la frequenza, si potrà in generale scrivere la funzione normale di sensazione acustica:

[1] $$S_n = \varphi\ (L,\ f)\ .$$

In una persona con alterazione dell'apparato uditivo si avrà:

[2] $$S_a = \varphi'\ (L,\ f)\ .$$

Alla frequenza f_1, uno stesso livello L_1 produrrà nella persona normale una sensazione S_{1n} e nella persona anormale una sensazione S_{1a}. Se si vuole produrre nell'ascoltatore anormale la sensazione S_{1n} (normale) occorrerà trasformare il livello L_1 in un livello L'_1 tale che sia:

[3] $$\varphi'\ (L'_1,\ f_0) = \varphi\,(L_1,\ f_0)\ .$$

Se si vuole invece produrre nell'ascoltatore normale una sensazione S_{1a} (anormale), occorrerà trasformare il livello L_1 in un livello L''_1 tale che sia:

[4] $$\varphi\ (L''_1,\ f_0) = \varphi'\ (L_1,\ f_0)\ .$$

Per ogni valore di L e di f le relazioni [3] e [4] permettono di ricavare il valore corrispondente L' (o L'') che deve essere fornito dal trasduttore acustico.

Ci limitiamo qui a considerare il secondo dei due casi sopra accennati, cioè quello della realizzazione di un trasduttore acustico che alteri i livelli in modo da far sentire ad un ascoltatore normale come sentirebbe un certo ascoltatore anormale, avente cioè una determinata funzione di sensazione acustica diversa dalla normale.

Poichè la funzione di sensazione acustica è relativa ai toni puri, ci possiamo porre il seguente quesito:

— Ammesso di potere realizzare un trasduttore acustico che alteri i livelli delle singole componenti tonali di un suono complesso in modo che la relazione [4] risulti soddisfatta per tutti i livelli e per tutte le frequenze, un ascoltatore normale che riceva tramite un tale trasduttore sentirà effettivamente a tutti gli effetti *anche i suoni complessi* come una persona avente una funzione di sensazione acustica alterata φ' ?

Occorre appena rilevare a questo proposito che, se la determinazione sperimentale di una scala delle sensazioni acustiche in un determinato soggetto si presenta difficoltosa e delicata, il confronto tra sensazioni acustiche di differenti soggetti sarebbe impossibile ed anzi privo di significato se non ci limitassimo a determinazioni indirette (soglia di udibilità, soglia di dolore, andamento delle curve di uguale sensazione per toni puri, determinazione della soglia di detezione, di percezione e d'intellegibilità per logatomi, campo di comoda udibilità, ecc.).

Al quesito posto non si può comunque rispondere affermativamente in linea assoluta, perchè la funzione di sensazione acustica per toni puri non dice certamente tutto sul funzionamento dell'apparato uditivo, specie quando dai toni puri si passa a suoni complessi.

Sembra però molto attendibile ammettere che l'alterazione della funzione di sensazione al variare della frequenza e del livello, avendo in generale prevalente importanza, possa servire a spiegare una buona parte delle anomalie che si presentano dal punto di vista acustico nelle disfunzioni dell'apparato uditivo.

Una ricerca in questo senso è apparsa di notevole interesse e mi è stato perciò affidato il compito di studiare e realizzare un'apparecchiatura atta a riprodurre suoni (o captati o registrati) con l'introduzione di vari tipi di alterazione dei livelli, corrispondenti alle più tipiche anomalie della funzione uditiva che in pratica si riscontrano.

Dal punto di vista qualitativo le anomalie della funzione di sensazione acustica possono consistere in:

1) un semplice spostamento del livello di soglia di udibilità uguale per tutte le frequenze: l'andamento della curva di sensazione ad una determinata frequenza resta quello normale, risultando la curva stessa soltanto traslata parallelamente all'asse delle ascisse di un certo numero di decibel; l'andamento delle curve di uguale sensazione su un diagramma livelli-frequenze risulta anch'esso normale essendo le curve stesse soltanto spostate in blocco parallelamente all'asse dei livelli di un certo numero di decibel;

2) un'alterazione nell'andamento delle curve di uguale sensazione acustica in funzione della frequenza (in particolare della curva di soglia) senza alcuna alterazione nell'andamento della curva di sensazione in funzione del livello ad una determinata frequenza: la curva di sensazione risulterà soltanto traslata parallelamente all'asse delle ascisse di un certo numero di decibel, che invece di essere lo stesso per tutte le frequenze come nel caso precedente, varierà da frequenza a frequenza; ne consegue che la deformazione delle curve di uguale sensazione sonora dovrà essere tale da mantenere per ciascuna frequenza tra una curva e l'altra la distanza normale;

3) un'alterazione dell'andamento della curva di sensazione acustica in funzione del livello con modalità diverse al variare della frequenza (caso generale).

Se $\varphi\ (L,\ f)$ è la funzione normale di sensazione acustica, nel caso 1) sopra considerato la funzione di sensazione acustica diventerà:

$$\varphi'\ (L,\ f) = \varphi\ [(L - k),\ f]$$

dove k è una costante.

Nel caso 2) sarà:

$$\varphi'\ (L,\ f) = \varphi\ \{[L - k\ (f)],\ f\ \}$$

dove $k(f)$ è una ben determinata funzione di f.

Dal punto di vista della realizzazione del trasduttore il caso 1) è banale, riducendosi all'introduzione di un'attenuazione fissa, indipendente dalla frequenza.

Il caso 2) richiede l'introduzione di un'attenuazione di $k(f)$ dB, variabile con la frequenza, ma non con il livello del segnale. Il problema è sempre risolubile, con approssimazione elevata quanto si vuole, inserendo opportuni correttori o filtri elettrici. Si tratta soltanto di scegliere un certo numero di curve di attenuazione atte a riprodurre i casi tipici che si presentano in pratica.

Quando il livello debba essere alterato non soltanto al variare della frequenza ma anche al variare del livello stesso, come richiede il caso 3), l'attuazione del trasduttore comincia a presentare difficoltà pratiche che diventano tanto più notevoli quanto più complessa è la legge che deve legare il livello all'uscita del trasduttore di una componente del suono complesso alla frequenza ed al livello d'ingresso della componente stessa.

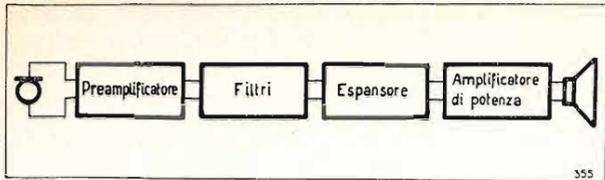



Fig. 4. — Schema di massima dell'apparecchiatura distorcente.

Per fortuna le anomalie che si riscontrano in pratica nell'andamento della funzione di sensazione sono generalmente di questo tipo:

— Alle frequenze minori di 800 ÷ 1000 Hz l'andamento della funzione di sensazione è quello normale, salvo uno spostamento della soglia di udibilità variabile con la frequenza; si è cioè nel caso 2) sopra considerato. A frequenze maggiori si nota, quando è presente il fenomeno detto del «recruitment», un aumento della sensazione all'aumentare del livello, più rapido del normale e questo in misura tanto maggiore quanto più la frequenza aumenta, fino ad esempio a 3000 Hz.

Pertanto un trasduttore che debba riprodurre un'anomalia siffatta dovrà, per i toni superiori a 800 ÷ 1000 Hz, introdurre un'amplificazione dei toni più intensi rispetto a quelli più deboli, e ciò in misura crescente al crescere della frequenza fino ad esempio a 3000 Hz. Esso dovrà cioè aumentare la dinamica dei toni alti. L'aumento di dinamica o espansione dovrà essere regolabile.

Le considerazioni sopra esposte hanno permesso di definire abbastanza esattamente le esigenze che doveva soddisfare l'apparecchiatura desiderata ed hanno quindi guidato nel progetto e nella realizzazione di essa.

Lo schema di massima dell'apparecchiatura è riportato in figura 4. Essa comprende:

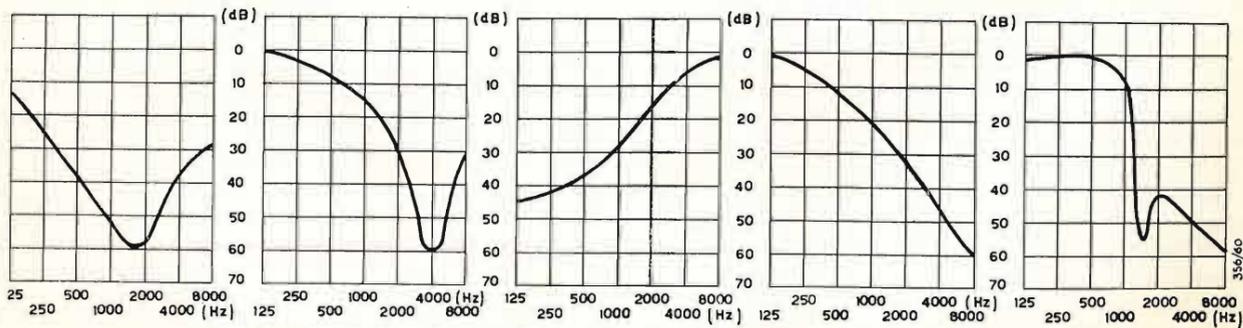
a) un microfono a bobina mobile di alta qualità;

b) un pannello preamplificatore microfonico;

c) un pannello con 5 filtri inseribili e combinabili a volontà, in modo da realizzare le curve di attenuazione corrispondenti ai diagrammi tipici prescelti;

d) un pannello espansore, mediante il quale si ottiene l'espansione dell'intensità delle note alte;

e) un altoparlante magnetodinamico a doppio cono ad alta fedeltà.

Ove si escludano i pannelli *c*) e *d*) il responso dell'apparecchiatura dal microfono all'altoparlante è tale da assicurare una resa uniforme a meno di ± 3 dB entro tutto il campo di frequenze di funzionamento e cioè da 50 a 10 000 Hz. La distorsione non lineare anche con la massima potenza di uscita (12 W) è inferiore all'1 %. Si è in tal modo sicuri che le uniche alterazioni nei suoni sono quelle che di proposito s'introducono con i pannelli *c*) e *d*).

Le cinque curve di attenuazione in funzione della frequenza che si possono introdurre con il pannello *c*) sono riportate in figura 5 *a*), *b*), *c*), *d*), *e*). È possibile anche sommare queste attenuazioni inserendo due o più filtri contemporaneamente. Le curve di attenuazione di figura 5 *a*), *b*), *c*) e *d*) sono ottenute mediante correttori ad impedenza costante, realizzati con induttanze, capacità e resistenze; la curva di figura 5 *e*) è ottenuta con un vero e proprio filtro passa-basso del tipo Zobel.

All'uscita del preamplificatore microfonico è derivato uno strumento indicatore di livello tipo «VU Meter», avente le caratteristiche elettriche e dinamiche prescritte per gli strumenti di questo tipo. Esso consente di mantenere il livello medio all'uscita di detto preamplificatore al valore prefissato.

La parte dell'apparecchiatura che ci sembra meritare una più particolareggiata descrizione è l'espansore.

In un amplificatore espansore di volume l'amplificazione deve aumentare al crescere dell'ampiezza del segnale applicato in ingresso. Detta V_e l'ampiezza della tensione di ingresso, V_u l'ampiezza della tensione di uscita, si avrà:

$$V_u = k(V_e) \cdot V_e$$

ove $k(V_e)$ è una funzione di V_e, di valore crescente con V_e. Il grado di espansione è misurato dalla rapidità di variazione di $k(V_e)$ al variare di V_e.

In pratica si verificherà che il guadagno G in dB dell'amplificatore partirà da un certo valore iniziale G_0 e si manterrà all'incirca costante per valori piccoli di V_e; per V_e maggiore di un certo valore V'_e (soglia inferiore dell'espansione) il guadagno G crescerà con V_e fino a che non si raggiunga un guadagno massimo G_M in corrispondenza di una tensione d'ingresso V''_e (soglia superiore dell'espansore), oltre la quale non si verificherà alcun ulteriore aumento di guadagno. L'intervallo $V'_e \div V''_e$ è quello di regolare funzionamento dell'espansore e la differenza $G_M - G_0$ rappresenta l'espansione massima. Nell'intervallo di funzionamento $V'_e \div V''_e$ il grado di espansione può essere misurato dall'aumento di guadagno in dB per un aumento di 1 dB del livello del segnale in ingresso. Se si ha, ad esempio, un'espansione uniforme di 0,5 dB per ogni dB, ciò significa che, quando il segnale d'ingresso aumenta di 40 dB, il segnale d'uscita aumenta di $40 + (40 \times 0,5) = 60$ dB.

Se si vuole avere l'espansione solo per le componenti tonali del segnale d'ingresso comprese entro una certa banda di frequenze ben delimitata, il risultato

Fig. 5. — *a*), *b*), *c*), *d*), *e*), curve di attenuazione introdotte dall'apparecchiatura distorcente.

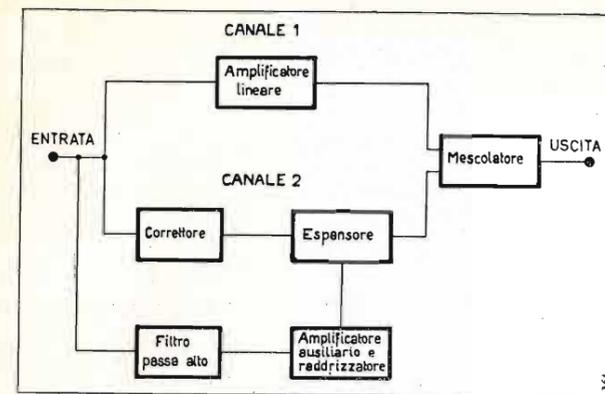



Fig. 6. — Schema di massima del pannello espansore.

può essere conseguito separando dette componenti tonali a mezzo di opportuni filtri ed inviando solo esse in un canale amplificatore espansore, mescolando poi in uscita le componenti più o meno espanse con le altre componenti del segnale.

Nel caso specifico che qui interessa sarebbe stato desiderabile ottenere un grado di espansione che per ciascuna componente tonale si mantenesse costante entro un campo di livelli abbastanza esteso e nello stesso tempo variasse con continuità al variare della frequenza, crescendo con questa. Inoltre il grado di espansione di ciascuna componente tonale dovrebbe essere comandato dall'ampiezza di quella stessa componente.

Essendo un'apparecchiatura rispondente in modo rigoroso a dette esigenze praticamente non realizzabile, ci si è dovuti contentare di una soluzione approssimata, che pure è risultata notevolmente elaborata e che si ritiene soddisfacente.

Le approssimazioni essenziali introdotte sono le seguenti:

A) Il grado di espansione di ciascuna componente è comandato non dall'ampiezza della componente stessa, ma dalla risultante di tutte le componenti contemporaneamente presenti di frequenza superiore a 1000 Hz; chiameremo tale risultante tensione di comando dell'espansore.

B) Per una determinata tensione di comando dell'espansore le varie componenti tonali hanno sì un'espansione crescente con la frequenza, ma nel senso che la soglia inferiore di espansione si abbassa e l'espansione massima aumenta al crescere della frequenza; l'intervallo di livelli nel quale si verifica la variazione di guadagno tende a restringersi al decrescere della frequenza, mantenendosi costante in detto intervallo il grado di espansione.

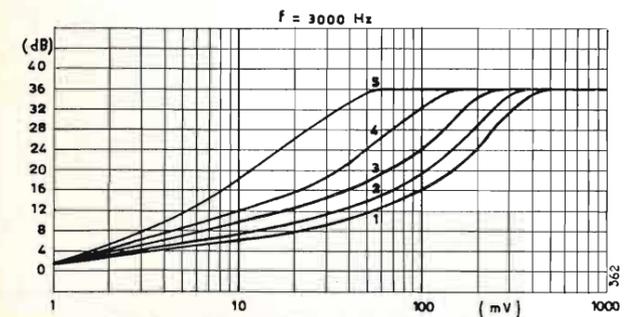



Fig. 7. — Guadagno del pannello espansore in funzione della tensione di controllo a 3000 Hz per varie posizioni del comando di regolazione dell'espansore.

Queste caratteristiche appaiono accettabili anche in considerazione della scarsa determinatezza del modello funzionale che l'apparecchiatura deve riprodurre.

Lo schema di massima del pannello espansore è riportato in figura 6. Il segnale d'ingresso è immesso nei due canali in parallelo, 1 e 2, oltre che nel circuito di comando dell'espansione. Le uscite dei canali 1 e 2 sono inviate in un mescolatore-dosatore e quindi ai morsetti d'uscita.

Il canale 1 è costituito da un amplificatore lineare con responso uniforme da 50 a 10 000 Hz.

Nel canale 2 sono inseriti:

a) un circuito correttore che introduce un'attenuazione forte alle frequenze basse e decrescente al crescere della frequenza;

b) un amplificatore espansore il cui guadagno è comandato dall'intensità delle componenti a frequenza maggiore di 1000 Hz che vengono prelevate dal segnale d'ingresso a mezzo di un filtro passa-alto.

Ne risulta che il canale 2 ha un guadagno che per ciascuna componente tonale è tanto maggiore quanto più elevata è la frequenza della componente stessa (effetto dovuto al circuito correttore); inoltre il guadagno cresce col crescere dell'intensità delle

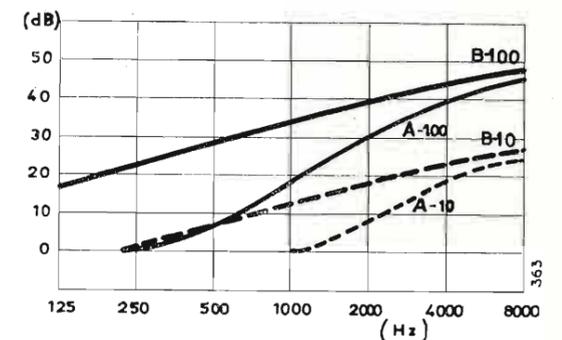



Fig. 8. — Massima espansione in funzione della frequenza per due posizioni del controllo di uscita del canale espansore (100 e 10) e per due diverse curve di correzione dell'espansore (A e B).

componenti lo spettro del segnale aventi frequenza maggiore di 1000 Hz (effetto dovuto all'amplificatore espansore).

La tensione di comando dell'espansore viene ottenuta tramite un apposito amplificatore corredato di limitatore, in modo che in nessun caso l'amplificatore espansore possa essere portato in condizioni di produrre una distorsione non lineare apprezzabile.

Senza descrivere particolareggiatamente i circuiti usati, mi limiterò a rilevare che:

1) il correttore per l'attenuazione delle basse frequenze è costituito da due cellule, una delle quali può essere esclusa;

2) l'amplificatore espansore ha tre stadi in controfase, di cui i primi due, con tubi a pendenza variabile, sono quelli comandati;

3) l'amplificatore di comando dell'espansione ha tre stadi di amplificazione, un rivelatore a diodo con costante di tempo regolabile, un circuito con raddrizzatori ad ossido per la regolazione automatica del guadagno ed un circuito limitatore della tensione di uscita.

La regolazione del grado di espansione si effettua agendo sul circuito di regolazione automatica dell'am-

plificatore di comando, in modo da rendere la caratteristica di quest'ultimo più o meno logaritmica.

È anche possibile dosare l'uscita del canale espansore, il che ha per effetto di variare l'espansione massima e spostare la soglia inferiore di espansione nella stessa misura per tutte le frequenze.

Le più rilevanti caratteristiche di funzionamento del pannello espansore risultano dai diagrammi delle figure 7 ed 8.

In figura 7 è riportato il guadagno del pannello espansore per la frequenza di 3000 Hz in funzione della tensione di comando per varie posizioni del regolatore di espansione.

Si rileva che:

1) per livelli d'entrata molto bassi il guadagno del pannello-espansore è 0 dB (tensione di uscita eguale a quella d'ingresso);

2) sono sufficienti tensioni d'ingresso di qualche millivolt per cominciare ad avere un'espansione alla frequenza considerata di 3000 Hz;

3) l'espansione massima a 3000 Hz raggiunge 36 dB e si verifica per una variazione circa nello stesso rapporto del segnale d'ingresso, ossia mentre il segnale d'ingresso aumenta di 35 dB, quello d'uscita aumenta di 70 dB; il grado di espansione è di circa 1 dB per dB;

4) il grado di espansione può essere ridotto fino a circa 0,2 dB per dB.

In figura 8 è riportata l'espansione massima in funzione della frequenza per due posizioni del dosatore di uscita del canale di espansione (A-100 dosatore al massimo; A-10 dosatore a 1/10). Le curve B-100 e B-10 sono quelle risultanti quando si diminuisce l'attenuazione alle basse frequenze del correttore dell'espansore.

Sarebbe possibile per ogni frequenza tracciare una famiglia di curve come quella di figura 7. L'espansione massima si verifica sempre per lo stesso valore della tensione di comando (per una determinata posizione del regolatore di espansione); essa diminuisce con la frequenza.

In definitiva si verifica quella esaltazione delle frequenze alte dei suoni complessi (ad esempio dei logatomi), tanto più marcata quanto più le componenti stesse sono intense, così come si desiderava ottenere.

Ogni cura è stata posta per eliminare qualsiasi distorsione non lineare nell'apparecchiatura, evitando la conseguente introduzione di componenti spurie.

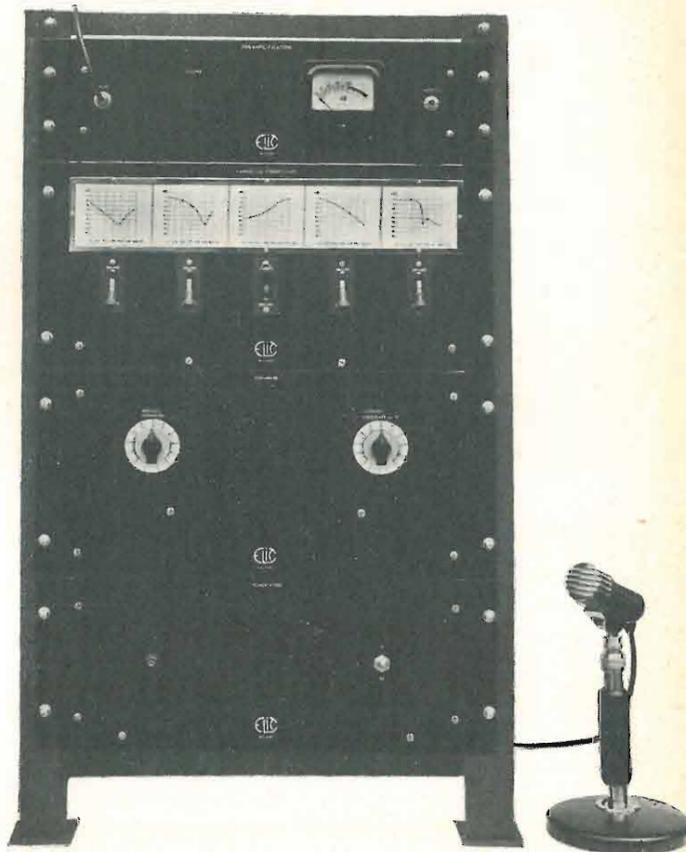



Fig. 9 — Apparecchiatura distorcente.

Il complesso amplificatore di potenza-altoparlante assicura la riproduzione di una dinamica eccezionalmente ampia (circa 80 dB).

In figura 9 è riprodotta una vista dell'apparato.

Questa apparecchiatura ha consentito di eseguire ricerche interessanti dal punto di vista otologico, esposte su riviste mediche dai dottori Bocca e Pellegrini della Clinica O.R.L. di Milano.

(127)

UN'APPARECCHIATURA PER TELEFONIA A FREQUENZA VETTRICE A BANDA MUSICALE

FEDERICO BRANDO
della Telettra

1. Caratteristiche generali di una trasmissione musicale.

Un programma per radio diffusione richiede, come noto, la trasmissione di una banda di frequenze compresa tra i 50 e gli 8000 Hz o, meglio ancora, tra i 30 ed i 10 000 Hz con variazioni massime di livello di 1 o 2 dB. In trasmissioni, dette ad alta qualità, si richiede anche la riproduzione di frequenze fino a 15 000 periodi a secondo. L'inoltro dei programmi dallo studio ai trasmettitori e le interconnessioni fra questi si svolge, normalmente, per mezzo di coppie in cavo schermate previste nei cavi urbani ed interurbani: quando si considerano collegamenti tra centri lontani, questo sistema diventa molto oneroso impiegando per ogni circuito coppie e amplificatori speciali. Si è pensato quindi di risolvere il problema dei lunghi collegamenti a banda musicale, impiegando sistemi e frequenze vettrici che si possono usare su linee aeree e su cavi spupinizzati o, secondo la tecnica più recente, su sistemi di cavi coassiali o su ponti radio (bibl. 1).

Le apparecchiature a frequenze vettrici, o, come si usa dire più sovente, ad alta frequenza, permettono l'utilizzazione dello stesso circuito fisico portante per la trasmissione di un numero molto elevato di conversazioni contemporanee (nei cavi coassiali sino a parecchie centinaia). Tutte le apparecchiature tendono ad essere normalizzate in modo che le frequenze portanti virtuali o reali siano discoste l'una dall'altra di 4 kHz: lo spettro di frequenze effettivamente trasmesso per ogni canale è compreso normalmente tra i 300 ed i 3400 Hz. È possibile quindi l'inserzione in tali sistemi di trasmissione di programmi musicali occupando la banda di tre oppure quattro canali telefonici contigui.

Le esigenze di trasmissione di un programma musicale sono più severe di quelle relative a circuiti telefonici e si possono riassumere come segue:

1) Elevata fedeltà. Si richiede la riproduzione di tutta la gamma sopra indicata di 50 ÷ 8000 Hz ed in taluni casi di 30 ÷ 10 000 Hz. Nella figura 1 sono indicate le maschere di tolleranza di dette variazioni per un canale telefonico.

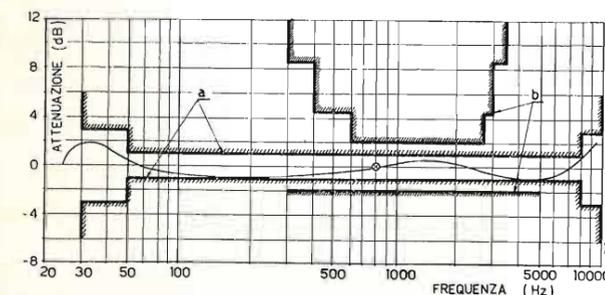



Fig. 1. — Confronto tra i limiti ammessi per le curve «livello-frequenza» per i circuiti musicali (*a*) e per i circuiti telefonici a banda larga (*b*) (v. C. C. I. F.: *Libro giallo*, tomo III, p. 25).

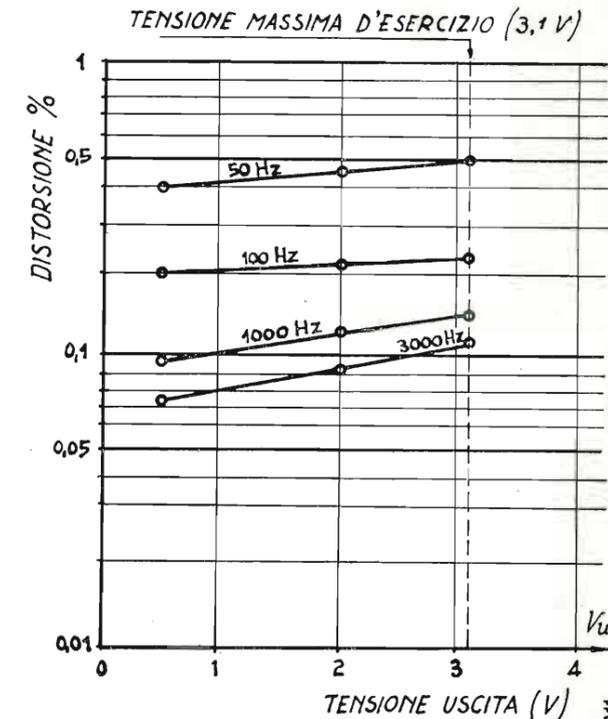



Fig. 2. — Caratteristica «distorsione-livello» per qualche frequenza di un canale musicale A F (sistema PSM1).

2) Distorsione consentita al massimo dell'1 % in tutta la gamma di frequenze trasmesse (ved. ad esempio fig. 2).

3) Livello del rumore di fondo: — 66 dB rispetto a quello massimo di lavoro. Questa condizione, se raffrontata con quella dei canali telefonici normali, risulta più gravosa anche in conseguenza della maggiore larghezza di banda richiesta per la trasmissione del programma musicale.

Premesse queste brevi considerazioni, si vogliono illustrare qui di seguito le caratteristiche generali di una apparecchiatura a frequenze vettrici per la trasmissione di programmi radiofonici su linee aeree.

2. Particolarità di una apparecchiatura a frequenza vettrice a banda musicale.

Il sistema di trasmissione adottato è quello a banda unica con portante attenuata. L'adozione di questo sistema consente di conseguire alcuni vantaggi che si possono brevemente riassumere come segue:

1) La banda in alta frequenza occupata dal canale è approssimativamente uguale a quella di modulazione.

2) La potenza in linea è ridotta rispetto ad un sistema a doppia banda e riduce le possibilità di disturbo o di intercettazione.

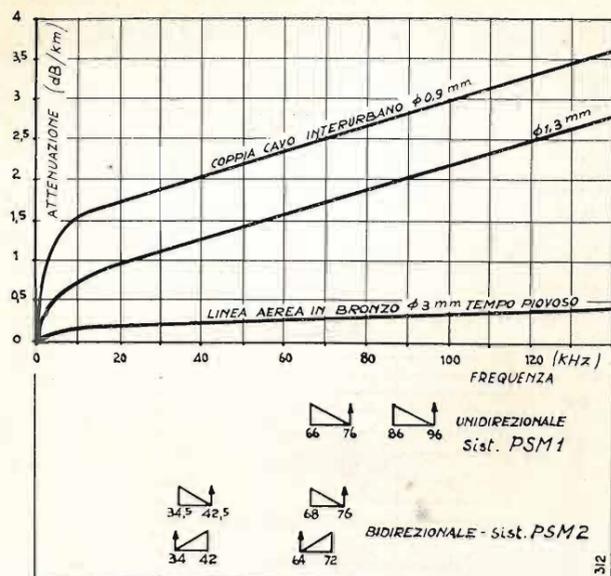



Fig. 3. — Caratteristica «attenuazione km-frequenza» di linee e cavi.

3) Il rapporto «segnale-disturbo» viene migliorato in conseguenza della riduzione della banda passante del ricevitore.

4) La selezione a mezzo di filtri a quarzo della portante trasmessa con livello ridotto e l'efficace sistema di regolazione automatica e di demodulazione permettono di raggiungere una buona stabilità di livelli ed un ulteriore miglioramento del rapporto «segnale-disturbo».

Infine si vuole segnalare, non ultimo tra gli altri vantaggi del sistema di trasmissione di una sola banda laterale e della soppressione della portante, il proporzionamento più modesto degli organi di potenza del trasmettitore.

Onde garantire un elevato rapporto «segnale-disturbo», l'apparecchiatura impiega una potenza più elevata di quella normalmente in uso per le apparecchiature telefoniche a frequenza vettrice.

Una efficace regolazione automatica di livello deve essere prevista per compensare le variazioni di attenuazione della linea.

Altri criteri informatori nel progetto dell'apparecchiatura in questione sono stati quelli del minimo ingombro, della solidità e dell'accessibilità di qualunque organo per la verifica e per la sostituzione.

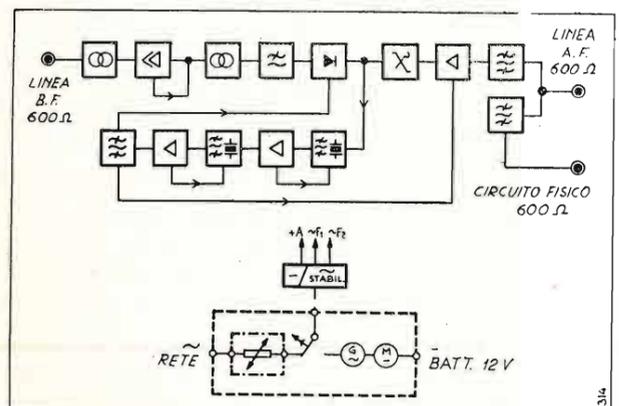



Fig. 4. — Schema di principio del terminale ricevitore dell'apparecchiatura per servizio unidirezionale (PSM1).

Regolazioni normali del livello, controlli del corretto funzionamento, equalizzatori della linea aerea, ecc. garantiscono un efficiente servizio.

Riportiamo a titolo di esempio le caratteristiche tecniche dell'apparecchiatura (sistema PSM1):

— banda di frequenza 30 Hz - 10 kHz;

— variazioni di livello entro la banda più o meno 3 dB, tra i 30 ed i 50 Hz; e tra gli 8 ed i 10 kHz, più o meno 1 dB tra i 50 kHz e gli 8 kHz;

— distorsione dell'intero canale uguale e minore dell'1% tra 50 Hz e 10 kHz;

— potenza in linea di 1 W (+ 30 dBm) quando la tensione di modulazione è 0,775 V su 600 ohm;

— attenuazione massima superabile di linea 50 dB corrispondente a circa 200 km di linea aerea;

— tensione di uscita di bassa frequenza del terminale ricevitore 3,1 V su 600 Ohm (+ 16 dBm);

— rumore di fondo — 66 dB rispetto alla massima uscita.

L'apparecchiatura impiega complessivamente 10 valvole ripartite: 4 sul trasmettitore e 6 sul ricevitore.

In figura 3 sono indicate le bande portanti usate nei diversi sistemi e l'andamento di attenuazione chilometrica in funzione della frequenza di un cavo o di una linea.

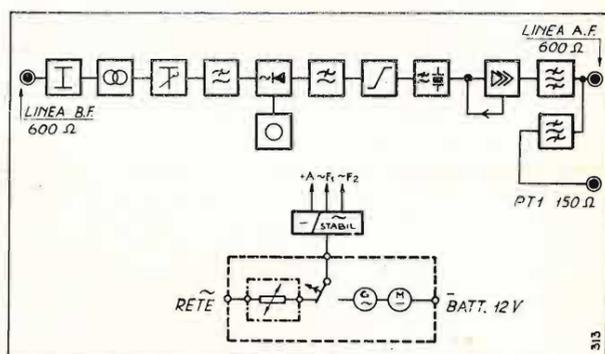



Fig. 5. — Schema di principio del terminale trasmettitore dell'apparecchiatura per servizio unidirezionale (PSM1).

Le figure 4 e 5 illustrano lo schema di principio di una apparecchiatura a frequenza vettrice a banda musicale per servizio unidirezionale. Per comodità del lettore nella tavola I sono riportati i simboli usati in tali schemi.

L'apparecchiatura si compone di due terminali muniti ciascuno di propria alimentazione, sia per il servizio della rete sia per l'alimentazione delle batterie di centrale con scambio automatico ed adatti gruppi di filtri di linea per la connessione delle apparecchiature al portante onde consentire il prelievo delle frequenze utili per il collegamento, il bloccaggio delle stesse, in altre direzioni, e per consentire altresì lo sfruttamento del circuito fisico per altri servizi, sia in bassa che in alta frequenza.

Più canali a frequenze vettrici a banda musicale e più canali telefonici ad alta frequenza, possono coesistere sulla stessa linea senza pericoli di diafonie.

La scelta delle frequenze pilota dei canali musicali normali consente l'introduzione di questi nel gruppo base B previsto dal CCIF, per le apparecchiature a 12 canali, come visibile in figura 7.

Descrizione del trasmettitore.

Il terminale trasmettitore, figura 4, è costituito essenzialmente da:

a) Organi ad audio frequenza per la regolazione del livello di modulazione e per la limitazione della banda acustica.

b) Organi di conversione.

c) Sistemi filtranti ed equalizzatori per l'eliminazione di una banda laterale.

d) Amplificatore di potenza.

e) Generatore stabilizzato a quarzo per la frequenza portante.

f) Filtri di linea.

TRASLATORE	MODULATORE
OSCILLATORE	FILTRO P.B.
ATTENUATORE COMPLEMENTO DI LINEA BILANCIATO	FILTRO P.A.
ATTENUATORE COMPLEMENTO DI LINEA SBILANCIATO	FILTRO P.BANDA
ATTENUATORE VARIABILE	FILTRO ELIMINA BANDA
CORRETTORE	FILTRO A QUARZO P.B.
CORRETTORE VARIABILE	FILTRO A QUARZO P.BANDA
AMPLIFICATORE	FORCHETTA TELEFONICA
AMPLIFICATORE 2 STADI	ALIMENTATORE STABILIZZATO
AMPLIFICATORE 3 STADI	RELE COMMUTAZIONE
DEMODULATORE	GENERATORE C.A.
RIVELATORE E AMPLIF. ASCOLTO	MOTORE C.C.

Tabella I. — Significato dei simboli usati nelle figure 4, 5 e 8.

Il programma musicale, in arrivo dallo studio, perviene al terminale musicale di alta frequenza tramite una linea per basse frequenze con impedenza caratteristica di 600 Ohm. Il programma, regolato al livello opportuno da attenuatori contenuti nell'apparecchiatura, attraversa un filtro passa-basso limitatore della banda di modulazione.

Un modulatore ad anello trasla la banda musicale nella posizione prevista in alta frequenza. Il complesso di filtri a cristallo e filtri con circuito *L C* elimina una banda laterale. Avviene quindi l'inoltro all'amplificatore di potenza costituito da stadi di amplificazione con controreazione.

L'amplificatore riceve inoltre, a livello opportuno, la frequenza del pilota che viene inviata in linea insieme alla banda utilizzata dal programma.

Le più importanti caratteristiche di tutto il sistema dipendono dal modulatore ad anello con elementi ad ossido di rame, dal sistema filtrante per l'eliminazione della banda laterale e dall'amplificatore di potenza.

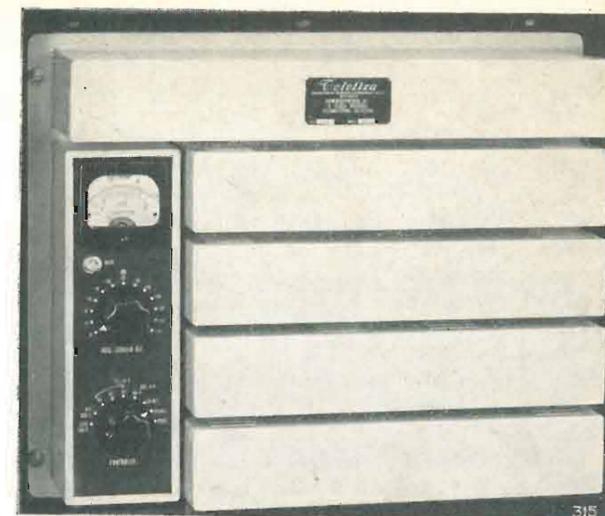



Fig. 6. — Il terminale trasmettitore del sistema PSM1.

Descrizione del terminale ricevitore.

Il terminale ricevitore, come appare dallo schema di principio nella figura 5, si compone essenzialmente dai seguenti gruppi:

a) organi per il prelievo della banda utile dalla linea, per l'amplificazione in alta frequenza e l'equalizzazione in alta frequenza della linea;

b) organi di conversione;

c) amplificazione e regolazione della bassa frequenza;

d) organi per la rigenerazione della frequenza portante e per il controllo automatico di livello;

e) filtri di linea.

La banda relativa al programma da ricevere è prelevata dalla linea aerea da un filtro passa-banda, il quale seleziona i segnali utili da altri eventualmente presenti sulla stessa linea a frequenza e con livelli diversi, come potrebbero essere, per esempio, i segnali relativi ad un trasmettitore di un altro programma musicale viaggiante in senso inverso ma con altra banda di frequenza ed utilizzante la medesima linea, o cavo, o ponte radio. Al filtro in ricezione è quindi affidato anche il compito di escludere la possibilità di sovraccarichi dei circuiti amplificatori per effetto di forti segnali disturbanti. Seguono al filtro in ricezione dei circuiti equalizzatori i quali compensano la diversità di attenuazione della linea tra un estremo e l'altro della banda di lavoro e aggiungono attenuazioni costanti per adattare l'apparecchiatura a linee di diversa lunghezza (fig. 3).

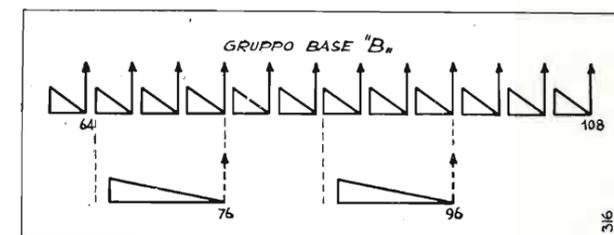



Fig. 7. — Posizione di due canali AF a banda musicale nel gruppo base *B* consigliato dal C.C.I.F. per i sistemi di telefonia multipla a 12 canali.

L'amplificatore in ricezione è costituito da un solo tubo elettronico con polarizzazione variabile. Detto amplificatore ha un guadagno sufficiente per alimentare anche ai limiti della portata dell'apparecchiatura il demodulatore ad anello perfettamente identico a quello usato nel terminale trasmettitore.

Dopo la prima amplificazione avviene la derivazione della frequenza pilota la quale, come detto più sopra, accompagna la banda di modulazione trasmessa e deve essere riutilizzata localmente come frequenza portante per il processo di demodulazione. L'amplificazione del pilota e la separazione da tutte le frequenze relative alla banda è affidata ad uno speciale amplificatore selettivo.

Le tensioni di bassa frequenza uscenti dal demodulatore sono separate dai prodotti indesiderati di modulazione per mezzo di un adatto filtro passa-basso il quale precede l'amplificatore di bassa frequenza.

Questo amplificatore fornisce ai circuiti a frequenza fonica, collegati all'apparecchiatura, la potenza richiesta (15 mW). L'impiego di una forte controreazione garantisce la bassa distorsione, l'elevata fedeltà, la costanza del guadagno col tempo e l'indipendenza della tensione uscente al variare dell'impedenza dell'utilizzatore.

APPARECCHIATURA A FREQUENZA VETTRICE A BANDA MUSICALE PER SCAMBI DI PROGRAMMI.

Fondata essenzialmente sul medesimo principio è stata realizzata anche una apparecchiatura adatta per scambio di programmi e occupante in alta frequenza una banda larga quasi quanto quella musicale di modulazione.

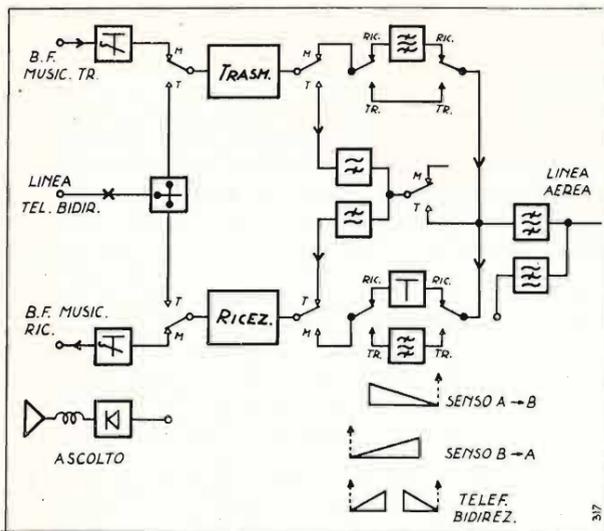



Fig. 8. — Schema di principio del terminale A F a frequenze vettrici a banda musicale per servizio bidirezionale (sistema PSM2).

Questa apparecchiatura consente la trasmissione alternativa nei due sensi della banda di frequenza che va dai 30 Hz ai 7000 Hz; estensione però sufficiente per una ottima riproduzione musicale. Un senso di trasmissione utilizza però la banda superiore di modulazione, mentre l'altro senso quella inferiore, ma con la portante diversa.

È possibile così, mediante un opportuno sistema di filtri direzionali, ottenere un collegamento telefonico bidirezionale simultaneo tra i due terminali (fig. 8).

Fig. 9. — Terminale A F a frequenza vettrice per servizio bidirezionale musicale e telefonico.

L'apparecchiatura, naturalmente, è molto più complessa di quella per servizio unidirezionale dettagliatamente descritta più sopra, ma consente un servizio molto completo e permette di utilizzare la stessa banda di alta frequenza per una conversazione telefonica durante gli intervalli della trasmissione musicale. Le caratteristiche di distorsione, portata ecc., sono identiche a quelle dei canali singoli.

3. Breve esame di qualche elemento caratteristico del sistema.

Riteniamo opportuno soffermarci su alcuni elementi e gruppi che caratterizzano una apparecchiatura ad alta frequenza.

IL MODULATORE.

L'elemento al quale è affidata la trasposizione della banda di frequenza fonica nella regione voluta delle alte frequenze, è un modulatore impiegante

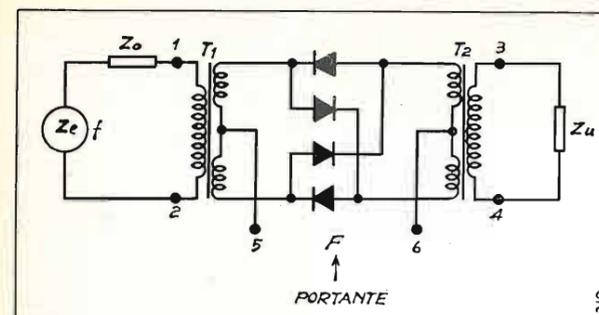



Fig. 10. — Schema elettrico di un modulatore per soppressione della frequenza portante con elementi rettificatori ad ossido.

raddrizzatori ad ossido di rame, collegato ad anello. Questo tipo è ormai diffusissimo nella tecnica delle frequenze vettrici e le sue caratteristiche di semplicità e di stabilità lo rendono preferibile a qualsiasi tipo di modulatore costituito da tubi elettronici (bibl. 2).

Lo schema più comunemente impiegato è quello della figura 10. Ai morsetti 1-2 è applicata la frequenza modulante, ai morsetti 5-6 la frequenza portante o vettrice e dai morsetti 3-4 si ricavano le frequenze corrispondenti ai prodotti di modulazione $F + f$ ed $F - f$ dove F è la frequenza vettrice e f una frequenza generica facente parte della banda di modulazione. La figura 11 indica la trasposizione della banda musicale di modulazione operata per mezzo di un modulatore ad ossido.

Il vantaggio principale dello schema adottato è quello di consentire il bilanciamento (o soppressione) della frequenza portante F, la quale, in condizioni teoriche di funzionamento del sistema, non appare alle coppie di morsetti 1-2 e 3-4. Praticamente si ottiene che il livello relativo alla frequenza portante F sia più basso di 30-35 dB rispetto ai prodotti utili di modulazione, di frequenza $F + f$ ed $F - f$.

Le condizioni di bilanciamento si possono mantenere per lunghi periodi di tempo. All'uscita del modulatore però appaiono, oltre le frequenze $F + f$ ed $F - f$ anche altre frequenze (talvolta dette parassite) dovute alle diverse combinazioni tra le armoniche delle frequenze portanti e di modulazione e tra le stesse frequenze di modulazione.

Le distorsioni, intese come rapporti tra tensioni a frequenze parassite e tensioni a frequenze utili ($F + f$; $F - f$) possono essere ridotte a poche unità per 1000 o, in certi casi, a qualche unità su 10 000 (bibl. 3) proporzionando opportunamente il modulatore.

Il funzionamento di un modulatore è perfettamente reversibile, perciò esso può essere impiegato quale demodulatore per traslare le bande di alta frequenza nella gamma fonica.

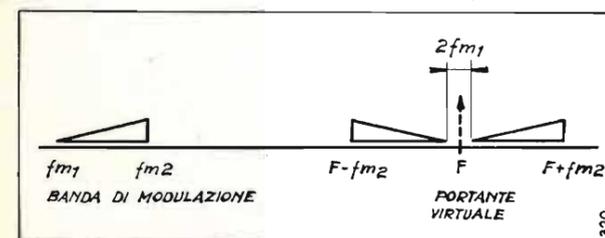



Fig. 11. — Trasposizione in A F di una banda modulante la frequenza portante F.

L'AMPLIFICATORE.

Il modulatore dianzi descritto richiede, per funzionare correttamente, livelli piuttosto bassi (circa $-10 \div -20$ dBm); quindi si rende necessario un amplificatore che si compone normalmente di 3 stadi: i primi due, amplificatori di tensione costituiti da due pentodi del tipo telefonico ad alta pendenza ed a lunga vita; il terzo amplificatore di potenza costituito da due pentodi connessi in parallelo: esso eroga sul filtro di emissione la potenza richiesta (1 W) quando il livello di modulazione è 0,77 V su 600 Ohm).

Allo scopo di mantenere costante il guadagno dell'amplificatore in lunghi periodi di tempo e di renderlo indipendente dallo stato di esaurimento delle valvole, si fa uso di un circuito a controreazione. Questo sistema consente, oltre ai vantaggi suddetti, la riduzione della distorsione dell'amplificatore.

Si noti che i termini armonici delle frequenze fondamentali che si formano a causa della non linearità dell'amplificatore, non hanno alcuna importanza in questo caso, poichè la banda passante non copre un'ottava completa. Molto importanti sono invece i termini derivati dalla intermodulazione tra le frequenze incidenti. Queste dànno luogo ad altre frequenze (dette prodotti di intermodulazione) e vincolate alle frequenze fondamentali delle relazioni:

$$F_1 \pm F_2 \quad \text{(prodotti di secondo grado)}$$

$$[1] \qquad \left.\begin{array}{l} 2F_1 \pm F_2 \\ 2F_2 \pm F_1 \end{array}\right. \quad \text{(prodotti di terzo grado)}$$

Questi prodotti non sono i soli ma sono i più importanti.

I termini che principalmente possono danneggiare la corretta trasmissione, sono quelli di terzo grado; infatti le frequenze corrispondenti ai prodotti di secondo grado cadono fuori della banda passante dell'amplificatore, mentre quelli di terzo cadono in banda e dànno luogo nel ricevitore a frequenze indesiderate. Si considerino infatti due frequenze modulanti rispettivamente di 3000 e di 4000 Hz, con la frequenza portante di 96 kHz e scegliendo la banda inferiore (fig. 7) le due frequenze di modulazione si troveranno traslate rispettivamente a 93 ed a 92 kHz. I prodotti di terzo grado derivati dalle frequenze 92 (F_1) e 93 (F_2) kHz sono in relazione con le [1] 91 e 94 kHz. Questi nuovi termini distano dalla portante rispettivamente 5 e 2 kHz. Tali saranno le frequenze spurie che si otterranno all'uscita del terminale ricevitore insieme a quelle di 4 e di 3 kHz di origine.

La controreazione provvede a diminuire l'ampiezza delle tensioni di intermodulazione nel rapporto 1 + AB dove AB è il noto fattore di controreazione. Il rapporto tra tensione in frequenza utile e tensione e frequenze indesiderate dovrà risultare di almeno 50 dB per la massima potenza erogata.

I SISTEMI FILTRANTI PER L'ELIMINAZIONE DI UNA BANDA LATERALE.

I metodi adottati per la soppressione di una banda laterale sono di due tipi: il primo impiega filtri elettrici passa-alto o passa-basso, a seconda dei casi; il secondo sistema, compie l'eliminazione della banda laterale non desiderata durante il processo stesso di

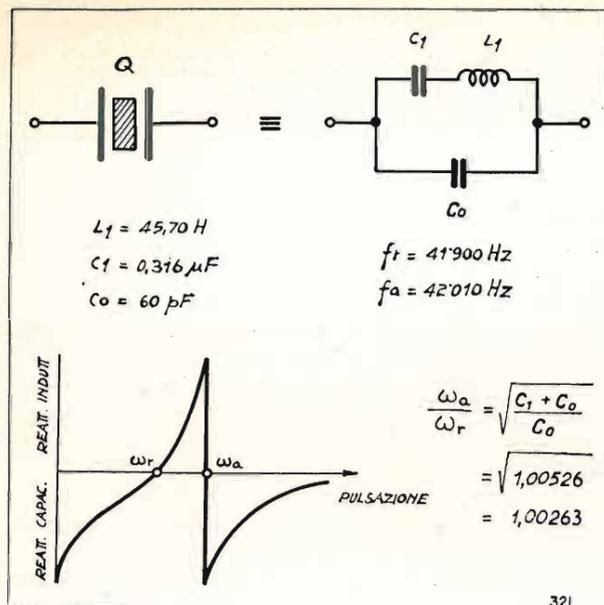



Fig. 12. — Circuito equivalente ad un cristallo di quarzo e caratteristica « reattanza-frequenza ».

modulazione. Tale sistema comporta l'uso di due modulatori alimentati sia dal lato portante che dal lato modulante, attraverso speciali reti sfasatrici (bibl. 4, 5).

Nell'apparecchiatura in questione si elimina una banda laterale per mezzo di filtri.

Si noti che la separazione delle due bande è tanto più difficile quanto più piccolo è il rapporto $2\ f_{m1}/F$ (con i simboli della fig. 11). Questo numero dà una indicazione della caratteristica richiesta dal sistema filtrante.

Se si considera che le frequenze portanti usate nei sistemi a frequenze vettrici, per trasmissione di programmi musicali, possono variare tra i 30 kHz e i 96 kHz e che la frequenza più bassa di modulazione è 30 Hz, si vede che, già nel caso più favorevole (cioè con portante più bassa) la distanza percentuale tra le due bande laterali è eguale a:

$$2 \times 30\ /\ 30\,000 = 2 \times 10^{-3} \text{ ossia } 2\ ^0/_{00}\,.$$

Si devono quindi impiegare sistemi filtranti i quali abbiano una caratteristica di attenuazione rapidamente variabile in un così breve intervallo di frequenza.

È noto come la caratteristica pratica di attenuazione di filtri elettrici si scosti da quella ideale e principalmente in vicinanza della frequenza di taglio per effetto della dissipazione degli elementi usati nella costruzione del filtro stesso. Per i filtri costituiti da bobine e condensatori, anche impiegando i migliori materiali e progettando il filtro in modo rigoroso e servendosi di strutture a catena, non è possibile ottenere le caratteristiche di selettività richieste nel caso in esame: il problema è risolvibile usando filtri con elementi costituiti da cristalli di quarzo.

Lo schema equivalente di un cristallo di quarzo è visibile in figura 12: esso presenta fattori di merito Q dell'ordine dei 15 000 ÷ 20 000 e più e cioè nettamente superiori ai massimi raggiungibili con le migliori bobine e condensatori (500-600) (bibl. 6, 7).

Sezioni di filtri del tipo a traliccio, impieganti cristalli di quarzo e circuiti $L\ C$, consentono la eliminazione di una banda laterale ed una ulteriore attenuazione della frequenza portante. In questi tipi di circuito (fig. 13) per i quali la costante di propagazione e l'impedenza caratteristica sono date da:

$$[2] \qquad \tanh \frac{P}{2} = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}} \qquad Z_0 = \sqrt{Z_1\,Z_2}$$

dove Z_1 e Z_2 indicano rispettivamente la impedenza del ramo serie e del ramo diagonale, l'impedenza immagine Z_0 è reale per frequenze situate nella banda passante, quando cioè le reattanze dei due rami hanno segno opposto. Per le frequenze corrispondenti alla banda attenuata le reattanze dei due rami hanno segno uguale (fig. 13).

La frequenza di taglio corrisponde al punto in cui $\tanh P/2$ è zero o infinito, mentre i punti di attenuazione infinita si hanno in corrispondenza alle frequenze per le quali le impedenze dei due rami sono eguali ovvero quando $\tanh P/2 = 1$.

Nella banda passante i nodi e i poli di impedenza di ciascun ramo devono coincidere con i poli e i nodi dell'impedenza dell'altro ramo.

Progettando adeguatamente i bipoli costituenti i rami Z_1 e Z_2 si fa in modo che la banda attenuata disti dalla banda passante della quantità voluta e che l'attenuazione della banda oscura sia una parte di quella totale prefissata, preferendosi collegare in cascata tra loro alcune cellule di complessità limitata con lo scopo di rendere più agevole il calcolo e la messa a punto.

L'impiego di cellule abbastanza semplici consente inoltre che la frequenza di taglio dipenda esclusivamente dal cristallo, in tal modo si garantisce per un lungo periodo di tempo la costanza delle caratteristiche di tutto il filtro. Questo fattore è essenziale poichè piccole variazioni della caratteristica di trasmissione in vicinanza al taglio portano mutamenti notevoli di livello in corrispondenza alle basse frequenze di modulazione. Per garantire ulteriormente la costanza della caratteristica di attenuazione dei filtri a cristallo, si impiegano cristalli di taglio speciale (bibl. 8). Normalmente si preferisce usare tagli del tipo X — 18,5° che non presentano modi spuri di vibrazione; però non si ottengono bassi coefficienti di temperatura. I cristalli con taglio diverso e più complesso (per esempio il taglio GT oppure NT i quali sono caratterizzati da un basso coefficiente di temperatura dovuto alla combinazione esistente tra

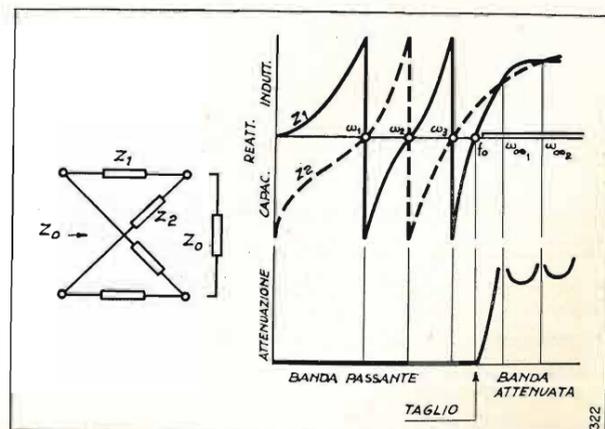



Fig. 13. — Cellula a traliccio e caratteristiche « reattanza-frequenza » per ciascun ramo e « attenuazione-frequenza » per la cellula completa.

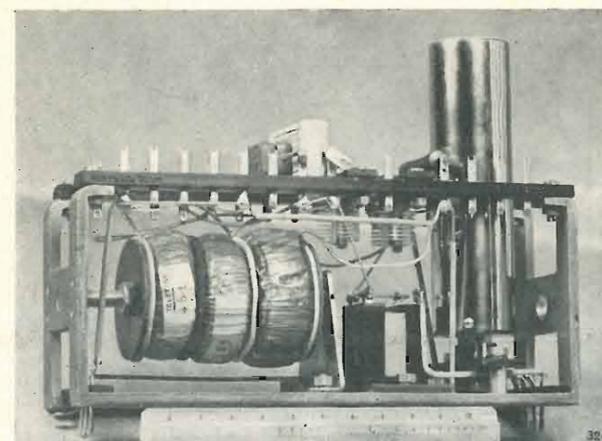



Fig. 14. — Sezione di filtro con cristallo di quarzo.

due o più modi di vibrazione) sono pure impiegati nei tipi di filtri delle apparecchiature in questione perchè risonanze spurie cadono fuori delle bande di frequenza usate.

Una cellula di filtro costituita da elementi a quarzo è visibile in figura 14. L'azione attenuante di un filtro a cristallo viene integrata e completata da un altro filtro di tipo classico al quale è affidata la attenuazione della banda di frequenze già lontane di alcune unità per cento della frequenza portante.

La figura 15 illustra la caratteristica globale di attenuazione di un tale complesso di filtri e relativi equalizzatori impiegati per la eliminazione della banda superiore di un canale avente la frequenza portante di 76 kHz. I filtri sono costituiti complessivamente da 4 cristalli, 14 bobine e relativi condensatori.

L'amplificatore selettivo.

All'uscita della valvola amplificatrice in ricezione si trovano le tensioni relative alla frequenza della banda utile e della frequenza pilota nello stesso rapporto stabilito in trasmissione (10 dB).

Per utilizzare la frequenza pilota come portante per il processo di demodulazione è necessario separare questa dalle frequenze relative al programma, amplificarla adeguatamente ed attenuare le frequenze indesiderate di almeno 60 dB rispetto alla portante.

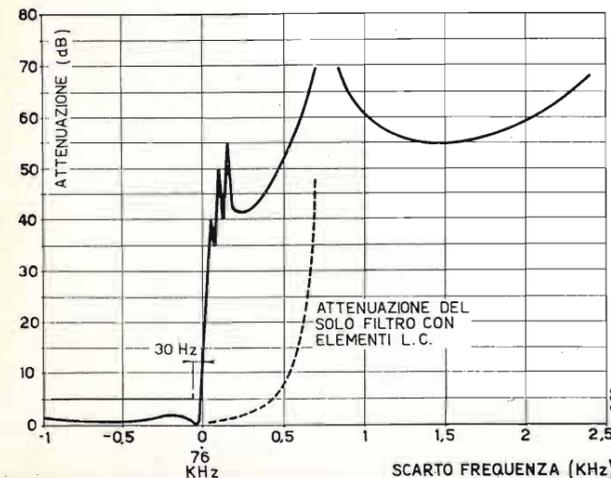



Fig. 15. — Caratteristica globale di attenuazione di un complesso di filtri $L\ C$ e filtri con cristalli di quarzo (4 complessivamente).

Il piccolo scarto di frequenza esistente tra le frequenze utili e quelle da eliminare impone l'adozione di sistemi filtranti speciali. L'amplificatore selettivo propriamente detto è preceduto da un filtro a quarzo a banda molto stretta impiegante due cristalli in circuiti noti come tipo Jaumann. Questi filtri hanno una banda passante compresa tra la frequenza di risonanza e di antirisonanza del cristallo, e quindi larga circa lo 0,4% della frequenza media. Inoltre presentano un punto ad attenuazione infinita.

L'amplificatore della frequenza pilota o rigeneratore della frequenza portante è costituito da due stadi di amplificazione con controreazione selettiva impiegante cristalli di quarzo: nella figura 16 è tracciato lo schema di principio. Si vede che questo stadio è controreazionato (guadagno dell'ordine di 6 dB) per tutte le frequenze alle quali il cristallo presenta impedenze elevate.

Per la frequenza, detta di risonanza serie, per la quale il cristallo presenta un minimo di impedenza (fig. 12), allo stadio è tolta quasi completamente la controreazione, cosicchè si ha un aumento del guadagno soltanto per questa frequenza o, per meglio dire, per un intorno di essa limitato a qualche periodo. La variazione di amplificazione che si può ottenere può variare dai 15 ai 20 dB per stadio.

Ai cristalli è quindi affidata la stabilità del guadagno di tutto l'amplificatore il quale, come ben si può vedere, costituisce una parte essenziale del terminale ricevente. Tutti i quarzi impiegati sono estremamente curati, come taratura, come costanza delle caratteristiche per lungo periodo di tempo e come coefficiente di temperatura.

La caratteristica globale di attenuazione è illustrata nella figura 17. A tale caratteristica è strettamente vincolata la distorsione del canale.

La frequenza pilota uscente dell'amplificatore selettivo alimenta il demodulatore e, nel contempo, viene rettificata e filtrata e la tensione in c. c. ottenuta comanda la polarizzazione della prima valvola amplificatrice in ricezione per la regolazione automatica di livello (R.A.L.).

Le variazioni di attenuazione della linea, provocando variazioni di livello del pilota, vengono compensate dal guadagno variabile dell'amplificatore in ricezione. In tal modo si può ottenere una costanza dell'equivalente di trasmissione totale entro 1 dB per variazioni di attenuazione della linea di circa 50 ± 8 dB.

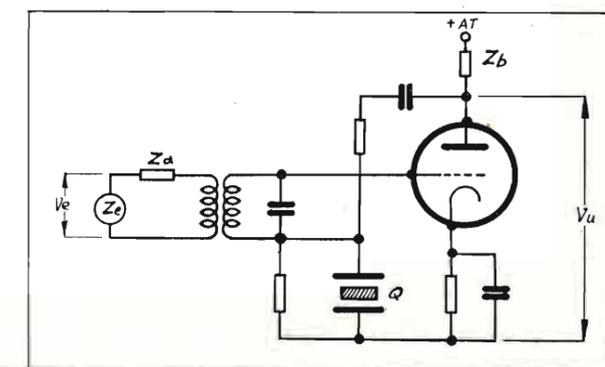



Fig. 16. — Schema di principio di un amplificatore a controreazione selettiva impiegante cristalli di quarzo.

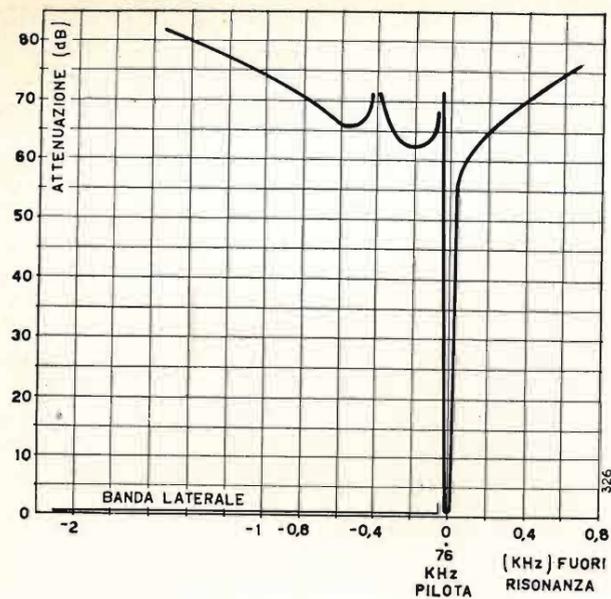



Fig. 17. — Variazioni di guadagno-frequenza di un amplificatore selettivo per la rigenerazione della frequenza portante.

Nel terminale ricevitore sono anche previsti organi per la segnalazione di irregolarità del funzionamento. Questi dispositivi sono vincolati alla efficienza della regolazione automatica di livello ed impiegano un piccolo amplificatore magnetico il quale, comandato dalle variazioni di corrente della valvola amplificatrice, fa accendere una lampada spia quando la R.A.L. è prossima al limite di funzionamento e mette in azione una suoneria quando questo limite è raggiunto e superato. Questo dispositivo di segnalazione presenta il vantaggio, oltre a quello della semplicità, di non richiedere contatti mobili per la inclusione delle predette segnalazioni.

Le apparecchiature descritte sono state progettate e realizzate dai Laboratori di Telefonia Elettronica e Radio — TELETTRA — e sono in servizio sulla rete di radiodiffusione nazionale.

Lo scrivente ringrazia la Direzione della Società che ha permesso la pubblicazione di questa nota.

(125)

BIBLIOGRAFIA

1 - POSSENTI E.: *Telefonia a grande distanza*. Vol. II.

2 - CARUTHERS R. S.: *Modulatori con elementi ad ossido di rame nei sistemi a frequenza vettrice*. B.S.T.J., 1939, p. 315.

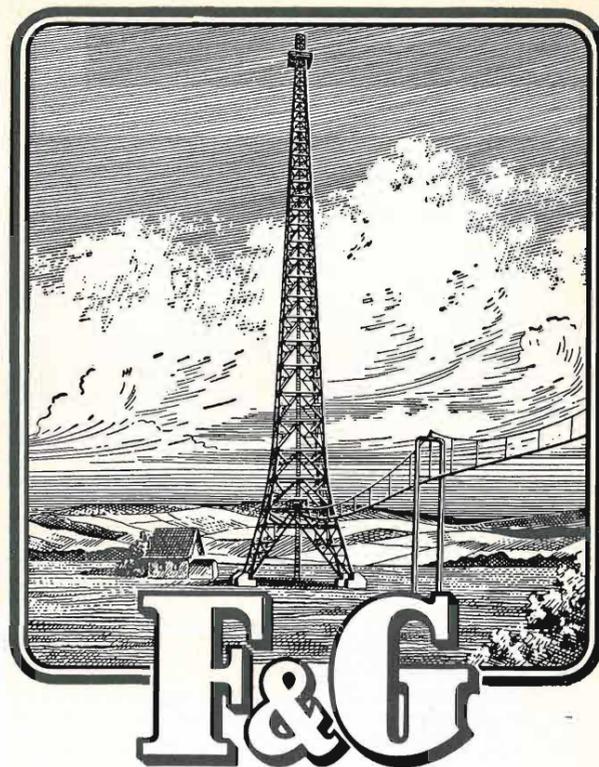
3 - MOLL P.: *Studio di modulatori ad anello, ecc.* « Cablês et Transmission », gennaio 1950.

4 - LE CONTE R. A. e PENICK D. B.: *Sistema a frequenza vettrice musicale con banda di 8000 Hz*. B.S.T.J., 1949, p. 165.

5 - DARLINGTON S.: *Realizzazione di una differenza costante di fase*. B.S.T.J., 1940, p. 74.

6 - MASON W. P.: *Filtri elettrici impieganti cristalli*. B.S.T.J., 1939, p. 315.

7 - FARKAS F. S.: *Filtri passa banda, elimina banda e reti sfasatrici per sistema a frequenza vettrice musicale*. B.S.T.J., 1949, p. 196.

8 - MASON W. P.: *Cristalli di quarzo con basso coefficiente di temperatura*. B.S.T.J., 1940, p. 74.

CALCOLO DEI PARAMETRI CARATTERISTICI DEI TRIODI E DIODI ATTUATI RISPETTIVAMENTE CON PENTODI E TRIODI

DOTT. ING. GIOVANNI TAMBURELLI
della STIPEL

SOMMARIO - Vengono indicati due metodi di calcolo, uno per la determinazione dei parametri caratteristici di un triodo attuato con un pentodo, e l'altro per la determinazione della resistenza differenziale anodica di un diodo attuato con un triodo. I calcoli si basano sui soli dati che vengono generalmente forniti dai cataloghi dei tubi.

1. Premessa.

Succede spesso di vedere in pratica pentodi e tetrodi impiegati come triodi e triodi impiegati come diodi.

Le ragioni di tali impieghi possono risiedere sia nell'opportunità di adoperare per una data apparecchiatura un solo tipo di valvola, ottenendo così una notevole semplificazione nella manutenzione, sia nel fatto che un pentodo impiegato come triodo può presentare parametri caratteristici più adatti all'impiego proposto che non i triodi disponibili. Per esempio i pentodi hanno talora una transconduttanza più elevata di quella del triodo.

Poichè i dati forniti dalle case costruttrici sui pentodi e sui triodi generalmente non comportano tali tipi di impiego può essere utile avere a disposizione un rapido metodo di calcolo dei parametri caratteristici di un triodo e di un diodo attuati in tal modo.

Si considera dapprima l'impiego di un pentodo come triodo.

2. Il pentodo usato come triodo.

È noto che un tale impiego si può ottenere collegando la griglia schermo ed eventualmente la griglia di soppressione del pentodo all'anodo. I dati della casa costruttrice che si trovano sui manuali sono generalmente i seguenti:

[1] V_a , V_{g2} , R_k , I_a , I_{g2} , S , R_a

ai quali si possono trovare aggiunti alcuni dati relativi ai funzionamenti tipici per cui il pentodo è stato costruito. Le curve caratteristiche della valvola non vengono invece sempre riportate dai manuali cosicchè per maggiore generalità viene svolto il calcolo dei tre coefficienti caratteristici R_{at} , S_t , μ_t del triodo derivato dal pentodo partendo unicamente dai dati sopraindicati. Per completezza verrà però in seguito pure accennato alla notevole semplificazione che comporta, ai fini del calcolo stesso, la conoscenza di anche una sola caratteristica.

Una semplificazione del tutto analoga fornisce la conoscenza del coefficiente di amplificazione della griglia schermo, ed anche di ciò verrà fatto cenno.

La griglia di soppressione si considera connessa al catodo anche nel funzionamento da triodo, i risultati che verranno ricavati si potranno applicare, con buona approssimazione, anche al caso in cui la griglia di soppressione venga invece connessa all'anodo.

Con la sola conoscenza dei dati [1] si può innanzitutto determinare un punto della caratteristica mutua del triodo corrispondente ad un potenziale anodico uguale a quello di griglia schermo. Infatti tale punto ha per ascissa la tensione di griglia di riposo V_{0g}, che è negativa e vale:

$$V_{0g} = R_k \, (I_a + I_{g2})$$

e per ordinata la somma della corrente di griglia schermo e della corrente anodica corrispondente ad una tensione anodica uguale alla tensione di griglia schermo. Quest'ultima vale:

$$I_a' = I_a + \frac{V_a - V_{g2}}{R_a}$$

Indi si può determinare la transconduttanza che la caratteristica ha in tale punto:

$$S_t = \frac{I_a' + I_{g2}}{I_a'} \, S \, . \qquad [2]$$

Per la determinazione di un altro coefficiente del tubo si osserva che se fosse noto il potenziale di interdizione V_{ig} della caratteristica il coefficiente di amplificazione risulterebbe immediatamente dato da: $\mu = V_{g2}/V_{ig}$. Il potenziale di griglia V_{ig} si può però determinare approfittando del punto della carat-

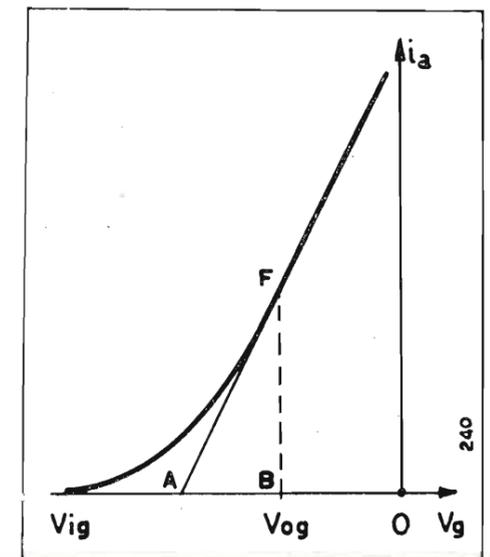



Fig. 1. — Caratteristica mutua di un triodo.

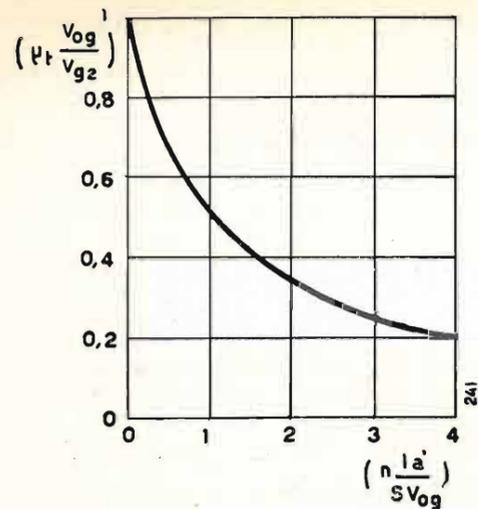



Fig. 2. — Andamento della funzione data dalla [5'].

teristica già ricavato e facendo un'ipotesi sull'andamento più probabile della caratteristica.

L'ipotesi più semplice ma ben poco precisa consiste nel supporre la caratteristica rettilinea; questa ipotesi può essere utile per fare un rapido calcolo di semplice orientamento.

La transconduttanza viene allora ad essere uguale al rapporto tra i segmenti F B ed A B indicati in figura 1 ed il potenziale di griglia di interdizione, riferendosi ai valori assoluti, resta dato da:

$$V_{ig} = V_{og} + \frac{I_a' + I_{g2}}{S\ (I_a' + I_{g2})/I_a'} = V_{og} + \frac{I_a'}{S}$$

da cui il coefficiente di amplificazione risulta:

$$\mu_t = \frac{V_{g2}}{V_{ig}} = \frac{V_{g2}}{I_a'\ /\ S + V_{og}}$$

e, di conseguenza, per la resistenza differenziale anodica si ottiene:

$$R_{at} = \frac{\mu_t}{S_t} = \frac{V_{g2}}{I_a' + I_{g2} + S\ V_{og}\ (I_a' + I_{g2})\ /\ I_a'}$$

Una maggiore precisione si ottiene supponendo che la caratteristica abbia l'andamento fornito dalla legge di Languimir e Child:

$$i_a = K\ (V_{ig} - V_g)^{3/2}$$

tuttavia l'esponente 3/2 che figura in questa espressione non è generalmente quello più adatto per rappresentare nel modo più fedele la transcaratteristica. D'altra parte siccome il valore più appropriato di tale esponente varia ovviamente col particolare tipo di valvola che si considera, conviene trattare il problema in modo più generale, supponendo la caratteristica ancora di tipo parabolico ma indicando l'esponente genericamente con n:

$$[3] \qquad i_a = K\ (V_{ig} - v_g)^n .$$

Per una curva avente questa equazione si dimostra (1) che, considerando l'origine dei potenziali di griglia coincidente con l'interdizione, il rapporto tra l'ascissa di un punto ed il segmento AB (figura 1) nel punto stesso è uguale all'esponente n. Per tale segmento si è già ricavata l'espressione: I_a'/S ; quindi il potenziale di interdizione risulta:

$$[4] \qquad V_{ig} = V_{og} + n\ I_a'/S$$

ed il coefficiente di amplificazione:

$$[5] \qquad \mu_t = \frac{V_{g2}}{V_{og} + n\ I_a'/S} .$$

Da questo valore si ricava la resistenza differenziale anodica dividendo μ_t per la transconduttanza data dalla [2]:

$$[6] \qquad R_{at} = \frac{V_{g2}}{V_{og}\ S\ (I_a' + I_{g2})/I_a' + n\ (I_a' + I_{g2})} .$$

L'espressione [5] si può anche scrivere nel seguente modo:

$$[5'] \qquad \frac{V_{g0}}{V_{g2}} \mu_t = \frac{1}{1 + n\ I_a'/(S\ V_{og})}$$

e la si può così rappresentare graficamente in forma universale nel modo indicato in figura 2. Ricavando con tale grafico il valore di μ_t si deduce immediatamente anche quello di R_a:

$$[7] \qquad R_a = \frac{\mu_t}{S} = \frac{I_a'}{I_a' + I_{g2}} .$$

I valori più comuni di n rilevabili dalle caratteristiche mutue dei pentodi sono compresi tra 1,7 e 2,2. I valori minimi prossimi ad 1,7 sono i più probabili per i pentodi a caratteristica molto rettilinea, chiamati «sharp cut off» nella letteratura americana, mentre gli altri valori valgono per i pentodi comuni. Valori molto maggiori di 2 si possono ovviamente riscontrare nei pentodi mutui $-\mu$.

Dal grafico di figura 2 si rileva che, come d'altra parte è intuitivo, il valore di n non è molto critico nella determinazione di μ_t e R_{at}.

Nel caso in cui del pentodo viene fornita una caratteristica mutua, il valore di V_{ig} rimane noto e non c'è più bisogno di calcolarlo con la [4], tutt'al più se la placca ha potenziale diverso da quello della griglia schermo per maggiore precisione si può correggere V_{ig} della quantità: $(V_a - V_{g2})/\mu$, ottenendo quindi:

$$\mu_t = \frac{V_{g2}}{V_{ig} + (V_a - V_{g2})/\mu}$$

mentre per S_t e R_{at} valgono le stesse formule precedentemente trovate.

Pure molto più semplice rimane il calcolo di μ_t nel caso in cui si conosca il valore μ_2 del coefficiente di amplificazione della griglia schermo rispetto alla placca. Si dimostra (2) infatti che il coefficiente di amplificazione del triodo risulta:

$$\mu_t = \frac{\mu}{1 + \mu_2}$$

(1) Infatti l'inclinazione del tratto rettilineo della caratteristica di figura 1 è data dalla derivata della [3]:

$$\frac{di_a}{dv_g} = Kn\ (V_{ig} - v_n)^{n-1}$$

ed il segmento A B risulta dato dall'ordinata del punto considerato divisa per tale derivata, cioè:

$$A\,B = n\ (V_{ig} - v_g) .$$

(2) Riferendosi alla definizione elettrostatica del coefficiente di amplificazione ed indicando con C_{kg1}, C_{kg2}, C_{ka}, rispettivamente le capacità rispetto al catodo delle griglie di controllo e schermo e della placca si ha:

$$\mu = \frac{C_{kg1}}{C_{ka} + C_{kg2}} = \frac{C_{kg1}/C_{ka}}{1 + C_{kg2}/C_{ka}} = \frac{\mu}{1 + \mu_2} .$$

3. Il triodo impiegato come diodo.

Si considera ora il funzionamento di un triodo come diodo. Come è noto ciò si può ottenere collegando la griglia di comando alla placca. L'unico parametro caratteristico del diodo così ottenuto, che è la resistenza differenziale anodica R_{ad}, si può ricavare dai parametri caratteristici R_a, S e μ del triodo ragionando nel seguente modo. La griglia viene ad avere lo stesso potenziale della placca mantenendo un effetto sulla corrente anodica μ volte più grande di quello della placca, quindi una variazione di tensione anodica $\Delta\ V_a$ produrrà nel diodo una variazione di corrente anodica $\Delta\ i_a$ data da:

$$\Delta\ i_a = \frac{\Delta\ V_a + \mu\Delta\ V_a}{R_a}$$

ma è:

$$R_{ad} = \frac{\Delta\ V_a}{\Delta\ i_a}$$

e sostituendo:

$$[8] \qquad R_{ad} = \frac{R_a}{\mu + 1} \text{ (3)} .$$

Se infine si considera il pentodo usato come diodo basta calcolare prima i parametri caratteristici del pentodo trasformato in triodo e quindi calcolare la resistenza differenziale del diodo con la [8].

(3) Se si può trascurare 1 rispetto a μ la [8] diventa:

$$R_{ad} = \sim R_a/\mu = 1/S .$$

(93)

LA RETE DI PONTI RADIO DELLA TELEVISIONE BRITANNICA

Riprodotto da «Electrical Communication», vol. 29, n. 3, settembre 1952 per cortese concessione della Standard Telephones and Cables di Londra

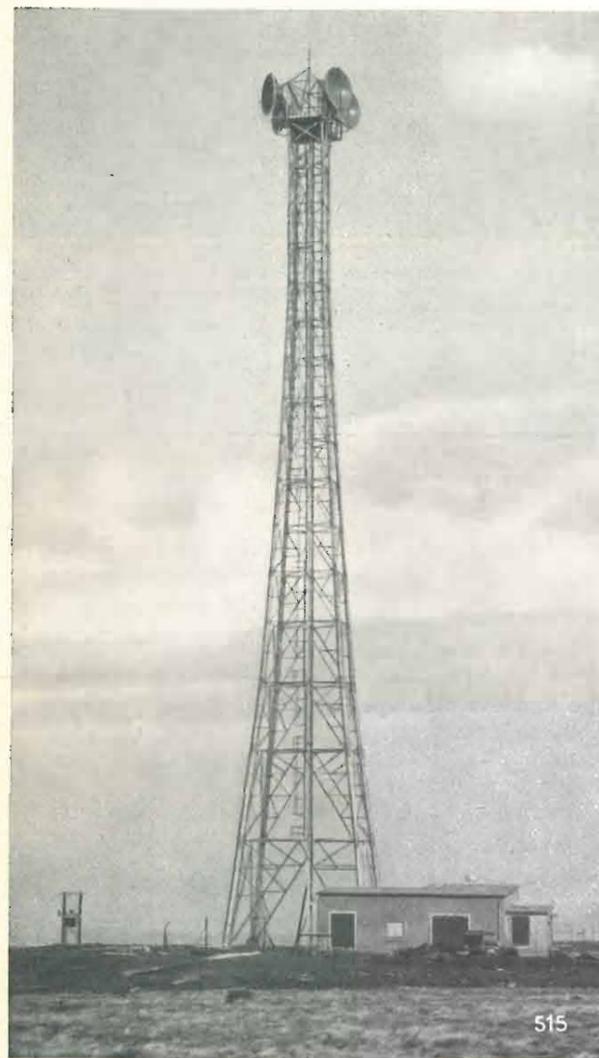



Fig. 1. — La torre di acciaio di 60 m di altezza della stazione ripetitrice di Blackcastle Hill, nei pressi di Dunbar, in Scozia. Questa è la torre più alta della catena di ponti radio, la sua altezza è resa necessaria dalla natura collinosa del terreno da superare verso sud.

Il programma di sviluppo della televisione della British Broadcasting Corporation prevede che entro il 1953 più del 75% della popolazione del Regno Unito possa disporre del servizio della televisione. Con l'inaugurazione della stazione di Kirk o' Shotts, in Iscozia, all'inizio di quest'anno, la maggior parte del programma è divenuto realtà, con un servizio di cui può ora valersi circa il 68% della nazione.

Dalla riapertura nel dopoguerra (1946), della stazione di Alexandra Palace, vicino a Londra, la rete televisiva britannica è stata estesa in modo da comprendere dapprima una stazione a Sutton Coldfield, in prossimità di Birmingham (1949), una a Holme Moss, nei pressi di Manchester (1951), ed ora in Iscozia, con un trasmettitore a Kirk o' Shotts, nei dintorni di Edimburgo. La unita carta geografica illustra l'estensione della rete, che ha ora una lunghezza di più di 644 km.

La Società Standard Telephones and Cables ha dato un notevole contributo allo sviluppo della rete, per la costruzione e per l'installazione dei cavi coassiali per il British Post Office fra Londra, Birmingham e Manchester, per l'apparecchiatura terminale del cavo Birmingham Manchester, e ultimamente per il sistema di ponte radio a microonde che collega le stazioni di Manchester e di Edimburgo.

Ci si propone in questo articolo di fornire una breve descrizione del progetto e delle caratteristiche dei diversi collegamenti della rete televisiva e in particolare del nuovo ponte radio.

1. Il cavo coassiale Londra-Birmingham.

Il primo passo nel piano postbellico di sviluppo della British Broadcasting Corporation era quello di provvedere Birmingham di una stazione trasmittente di grande potenza, che servisse la regione del Midland.

Fra le stazioni di Londra e di Sutton Coldfield furono progettati ed ordinati dal Post Office, per

Fig. 2. — Carta geografica che illustra la rete di ponti radio della televisione britannica attualmente in fase di completamento.

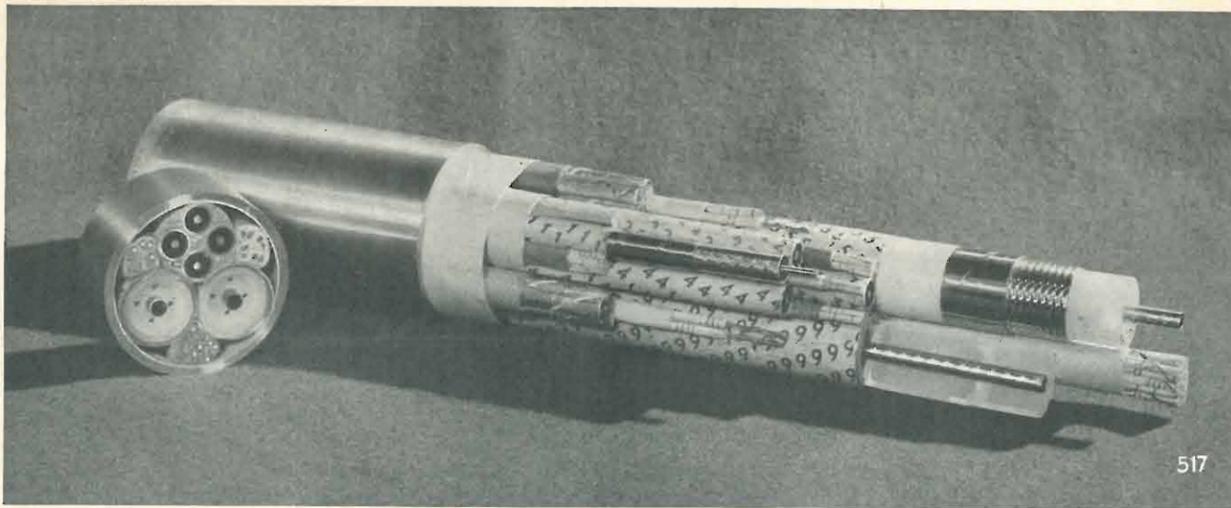



Fig. 3. — Il cavo fra Londra e Birmingham contiene due grossi tubi coassiali e un gruppo di quattro tubi più piccoli, separati da cinque bicoppie. Attualmente i tubi grossi vengono impiegati per i programmi della televisione. Bicoppie schermate per trasmissioni radio ed altre per circuiti di controllo costituiscono gli altri tre gruppi di conduttori.

avere un confronto, due collegamenti: uno a mezzo di cavo coassiale e l'altro per ponte radio. Mentre scriviamo, provvede al servizio di televisione il cavo coassiale, costruito e messo in opera dalla Standard Telephones and Cables, mentre i ripetitori per il cavo furono costruiti, progettati ed installati dal Post Office.

L'unica particolarità di questo cavo è quella di contenere due tubi di 2,48 cm di diametro, i quali possono trasmettere una larghissima banda di frequenza, per servire ai segnali televisivi di altissima definizione, o per un qualsiasi futuro sviluppo che richieda la trasmissione di bande molto larghe.

Attualmente i ripetitori sono disposti ad intervalli di 19 km ma è prevista una disposizione definitiva con ripetitori a distanza di 4,8 km.

Oltre ai due grossi cavi coassiali, uno per ciascuna direzione di trasmissione, ve ne sono quattro più piccoli, delle dimensioni normalizzate di 0,953 cm con ripetitori disposti ad intervalli di 9,6 km. Questi cavi coassiali sono soddisfacenti per la trasmissione di segnali televisivi a 405 linee, ma sono attualmente utilizzati come canali telefonici.

La parte principale del cavo è lunga 194,9 km, ma ad ognuna delle estremità vi sono rami più corti che provvedono al collegamento con i trasmettitori della televisione e con i centri di commutazione.

2. Il cavo coassiale Birmingham-Manchester.

Si realizzò la seconda parte del programma con la posa di un cavo coassiale da Birmingham a Manchester, su una distanza di 114,2 km, con una diramazione del cavo da Manchester al trasmettitore di Holme Moss.

Il cavo principale contiene sei tubi da 0,953 cm (di cui due sono attualmente utilizzati per la trasmissione dei segnali televisivi), 16 bicoppie a isolamento in carta per il controllo e per la sorveglianza delle stazioni di ripetizione, e 172 bicoppie isolate in carta per il locale traffico telefonico. Le stazioni di ripetizione, con apparecchiature progettate ed installate dal Post Office, sono poste ad intervalli di 9,7 km.

La diramazione fra Manchester e la trasmittente comprende due cavi coassiali con quattro bicoppie schermate per la trasmissione del suono e 24 bicoppie a isolamento di carta per il controllo del ripetitore.

Per traslare i segnali video in forma adatta alla trasmissione lungo i cavi coassiali si utilizza un'apparecchiatura terminale a banda laterale parzialmente soppressa (vestigial-sideband). Il principio consiste nella modulazione di una portante da parte del segnale a video-frequenza, e nella trasmissione lungo il cavo di una banda laterale completa, della portante di una parte dell'altra banda laterale. Questo sistema permette di traslare i segnali a video-frequenza in una parte conveniente dello spettro, senza aumentare la larghezza della banda a due volte quella del segnale televisivo, come richiederebbe il sistema a due bande laterali. La trasmissione dei segnali televisivi limitatamente ad una banda laterale presenta grandi difficoltà tecniche, cui si può ovviare con la trasmissione parziale dell'altra banda laterale a spese di un piccolo aumento della larghezza della banda.

3. Il collegamento Manchester-Edimburgo.

L'ultimo collegamento della rete da portare a compimento è la catena di ponti radio a microonde fra Manchester e Kirk o' Shotts, nei pressi di Edimburgo. Questo complesso entrò in azione il 14 marzo 1952, ma fu effettivamente utilizzato circa un mese prima, in veste di esperimento, per permettere agli spettatori scozzesi di assistere ai funerali di Re Giorgio VI.

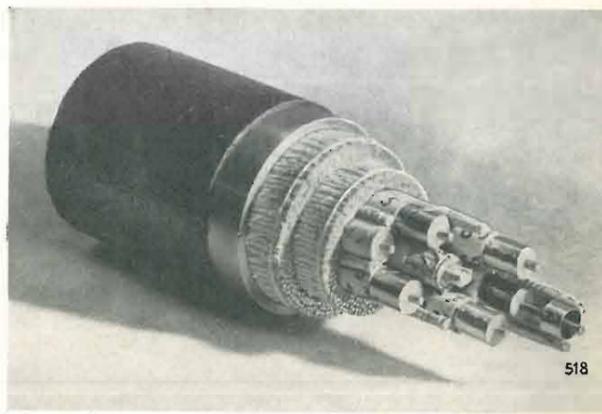



Fig. 4. — Il cavo fra Birmingham e Manchester comprende sei tubi coassiali, 16 bicoppie per controlli e 172 bicoppie per il locale traffico telefonico.

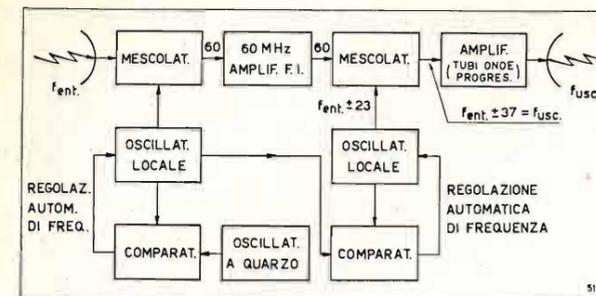



Fig. 5. — Schema della apparecchiatura per la conversione di frequenza e l'amplificazione di una stazione di ripetizione relativa ad una direzione di trasmissione. Non vi è rappresentata l'apparecchiatura di riserva.

Il Post Office non prevedeva per il prossimo futuro il bisogno di un ulteriore tronco di comunicazioni telefoniche su questa linea; inoltre il terreno si presta bene all'installazione di un sistema di ponti radio. Si decise quindi di adottare quest'ultima alternativa, invece di porre un cavo a due tubi per la sola televisione. Fu installato un sistema di ponti radio a due vie, comprendente sette stazioni di ripetizione, da Manchester verso la costa orientale, a nord del Firth of Forth, e di qui entroterra verso Edimburgo e Kirk o' Shotts. La linea è lunga circa 400 km.

Fig. 6. — La torre di acciaio di una stazione di ripetizione sulla Blackford Hill nelle vicinanze di Edimburgo.

Nelle stazione di ripetizioni è stato previsto di poter immettere nella rete programmi provenienti dalle principali città lungo la linea. I ripetitori di solito agiscono automaticamente, il controllo e la superintendenza vengono esercitati ad ognuna delle estremità.

Il sistema funziona a frequenza di 4000 MHz, su una lunghezza d'onda di 7,5 cm. Prima di iniziare la costruzione furono controllati i contorni delle portate ottiche fra le stazioni di ripetizione, per mezzo di collegamenti mobili a microonda della Standard Telephones and Cables, al fine di determinare l'altezza da attribuire ad ogni antenna in punti che, in molti casi, non potevano essere determinati soltanto in base a considerazioni sulla propagazione. La distanza media fra le stazioni di ripetizione lungo la linea è di circa 50 km.

Le apparecchiature terminali e le stazioni di ripetizione comprendono un canale unidirezionale in ogni direzione. Ogni canale è progettato in modo da comprendere la larghezza di banda da 0 a 3 MHz dei segnali della televisione a 405 linee, 50 quadri, a linee alternate.

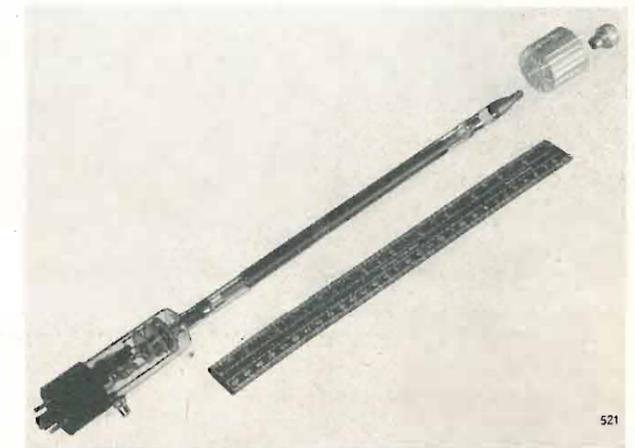



Fig. 7. — Il tubo amplificatore ad onda progressiva impiegato per la prima volta in servizio pubblico negli amplificatori del collegamento a ponte radio Manchester-Edimburgo. Esso viene raffreddato con una corrente d'aria attraverso il radiatore (che è rappresentato smontato a destra).

Per avere un alto grado di sicurezza dei servizi, tutte le apparecchiature di trasmissione, ad eccezione dei riflettori a paraboloide e delle principali linee di alimentazione a guida d'onda, sono previsti in duplice esemplare; in caso di interruzione la commutazione da un'apparecchiatura all'altra è completamente automatica. Allo stesso modo è stata prevista una sorgente automatica ausiliaria di energia elettrica nel caso di interruzione dei mezzi locali comuni di alimentazione.

L'apparecchiatura trasmittente ad ognuno degli estremi del collegamento è progettata per una larghezza di banda di video-frequenza da 0 a 3 MHz con una tensione di 1 Volt di valor massimo ai capi di un'impedenza di 75 Ohms. Questo segnale a videofrequenza è applicato nel circuito del « catodo-riflettore » di un tubo a modulazione di velocità, che oscilla su una frequenza fondamentale di 4000 MHz. L'escursione della frequenza risultante comprende 6 MHz per una variazione della tensione di ingresso a videofrequenza dal valor massimo dell'impulso di sincronizzazione a quello del segnale corrispondente al bianco. La frequenza fondamentale dell'oscillatore è

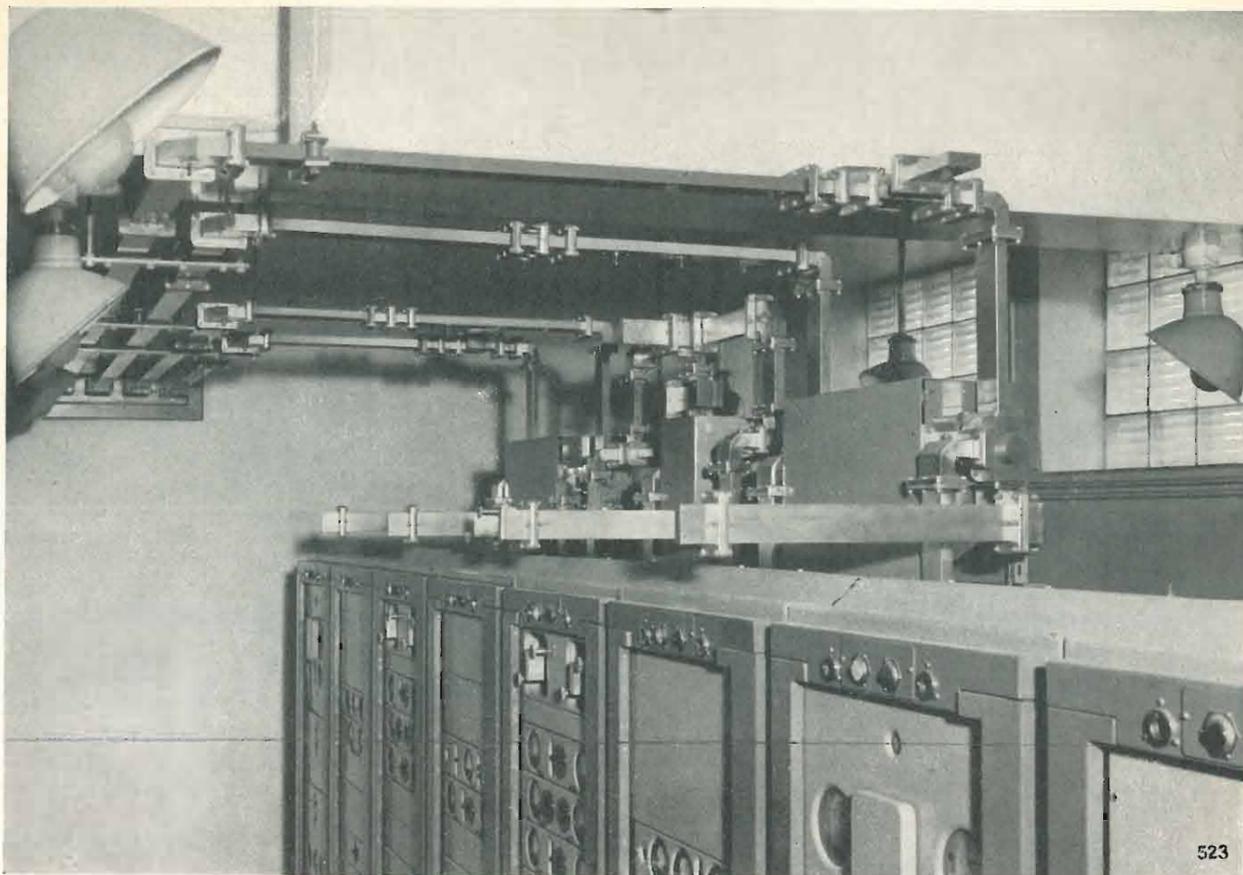



Fig. 8. — Il dispositivo di commutazione delle guide d'onda collocato sopra una serie di pannelli di una stazione ripetitrice. Le quattro guide d'onda a sinistra raggiungono, lungo la torre, le antenne.

stabilizzata da un oscillatore di precisione a cristallo che funziona ad una frequenza intorno a 20 MHz.

In tutte le stazioni un amplificatore facente uso di tubi ad onda progressiva provvede all'amplificazione finale prima che i segnali modulati vengano portati, da una guida d'onda, all'antenna trasmittente. Il tubo a onda progressiva è un nuovo mezzo importantissimo e potente nello sviluppo della tecnica delle onde centimetriche. Esso permette una notevole amplificazione di una larghissima banda di frequenza; il suo funzionamento si fonda sull'interazione fra il campo elettrico di una corrente di elettroni concentrati in un fascio al centro di una spirale metallica e il campo di un segnale che si propaga lungo la spirale stessa. Questa invenzione del tempo di guerra è stata portata in campo commerciale dalla Standard Telephones and Cables, e, per quanto si sa, il collegamento Manchester-Kirk o' Shotts ne è la prima applicazione in un servizio pubblico.

Fig. 9. — La guida d'onda termina in una tromba che alimenta, nel suo fuoco, il paraboloide di 3 m di diametro. Il sottile tubo porta ' oto da immettere nella guida per mantenerla sotto pressione.

Le antenne ai due estremi del collegamento e nelle stazioni di ripetizione sono paraboloidi di 3 m alimentati da guide d'onda a tromba. L'ampiezza del fascio, fra i punti di potenza metà, è di 1,5 gradi; la potenza trasmessa 1 Watt. L'altezza delle torri di acciaio che reggono le antenne varia fra 6 e 600 m, a seconda dell'altezza della base rispetto al profilo della zona su cui si propaga la trasmissione.

Al suo arrivo alla prima stazione di ripetizione della catena, l'onda passa dall'antenna ricevente ad un ricevitore a supereterodina. Questo comprende un oscillatore locale, pilotato da un cristallo, il quale funziona ad una frequenza superiore di 60 MHz a quella media della trasmissione in arrivo, a frequenza modulata. I segnali a frequenza media di 60 MHz sono applicati ad un amplificatore con regolazione automatica dell'amplificazione, e quindi nuovamente trasferiti ad una frequenza di 37 MHz superiore od inferiore a quella del segnale d'ingresso.

I prodotti indesiderati di quest'ultimo processo vengono eliminati da un filtro, e la banda laterale

Fig. 10. — Stazione terminale del ponte radio a Kirk o' Shotts. Un corto cavo coassiale porta i segnali a video-frequenza da questo punto alla stazione radiotrasmittente vicina.

voluta viene trasmessa ad un amplificatore con tubi ad onda progressiva e quindi all'antenna trasmittente. Per evitare interferenze fra le stazioni di ripetizione le frequenze di queste ultime sono diverse e scalate secondo multipli di 37 MHz.

Questo procedimento si riscontra ad ogni successiva stazione di ripetizione, finchè si raggiunge l'ultimo estremo del collegamento, dove il segnale di ingresso, a 4000 MHz, viene applicato ad un ricevitore, convertito a 60 MHz per essere amplificato, e quindi demodulato per fornire un segnale di 1 Volt di valor massimo da applicarsi al trasmettitore della televisione o ad un sistema di cavo coassiale.

Le guide d'onda e gli elementi dei loro circuiti che portano segnali a 4000 MHz sono di ottone o di rame, ed hanno una sezione trasversale rettangolare di 5,1 × 1,7 cm. Le guide d'onda dalle apparecchiature alle antenne vengono riempite con azoto sotto leggera pressione per evitare la corrosione delle superfici interne. All'interno delle apparecchiature, non sarebbe pratico riempire le guide d'onda dello stesso gas, e si provvede allora a dorarne le superfici interne.

Un circuito telefonico a quattro fili collega le stazioni di ripetizione e quelle terminali del sistema e comprende un circuito normale ed uno telegrafico a frequenza vocale a due toni, il quale porta i segnali di supervisione e quelli di controllo da lontano. I quadri di controllo da lontano ad ogni estremo controllano le apparecchiature delle stazioni di ripetizione che trasmettono i segnali televisivi in direzione dell'estremo del collegamento in cui il quadro è installato.

Le fotografie presentate illustrano alcune delle apparecchiature che fanno parte di questo nuovo collegamento a ponte radio.

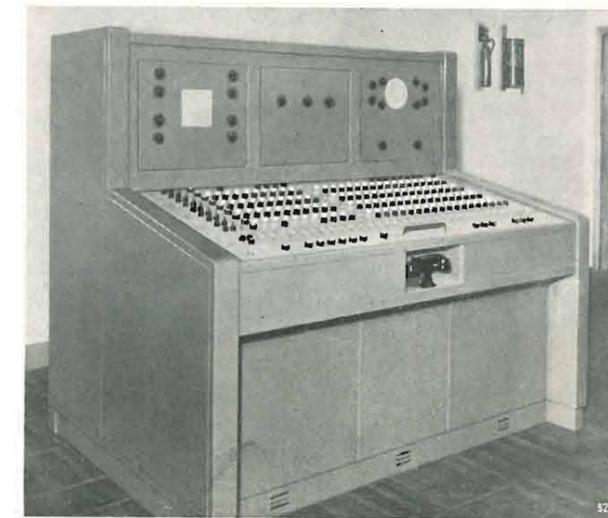



Fig. 11. — Il controllo completo dei segnali in arrivo può essere esercitato dal quadro di controllo di Kirk o' Shotts. Terminano qui i controlli a distanza delle apparecchiature delle diverse stazioni di ripetizione.

Organizzazione di distribuzione in U. S. A. del FILMAGNA:

SCHEEL INTERNATIONAL, Inc. CHICAGO

4237 N. LINCOLN AVE. CHICAGO 18 ILL. U. S. A.

Il registratore a nastro FILMAGNA per la sua enorme semplicità e l'insuperabile qualità musicale, è l'apparecchio più venduto nel mondo chè, a differenza degli altri, viene fabbricato anche all'estero su licenza ITALO NINNI. Inoltre il FILMAGNA è continuamente esportato dall'Italia in ogni paese del mondo tramite una trentina di agenzie internazionali.

In Italia richiedete il "FILMAGNA" alla

Soc. A.R.A. - Via del Campo, 10/2 - Genova

FILMAGNA

UFFICIO PROPAGANDA DUCATI - PROF. MARANI

DUCATI

EC46 CONDENSATORI A MICA PER RADIOTRASMETTITORI

La lunga esperienza, le ricerche scientifiche sui dielettrici e sui loro trattamenti, l'accuratezza costruttiva e le moderne concezioni di progetto, hanno portato ad ottenere

la più alta efficienza e sicurezza
le maggiori possibilità di carico
le minime dimensioni

DUCATI

DUCATI - BOLOGNA

FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE

BOLLETTINO D'INFORMAZIONI

DEL SERVIZIO CLIENTI

ANNO VI - N. 42
Maggio 1953

Uso della polarizzazione con corrente di lancio nei rivelatori.

Le possibilità derivanti da quanto detto nel Bollettino precedente vengono anche utilmente sfruttate per ridurre la distorsione di rivelazione dovuta al fatto che il carico per la componente continua ed il carico per la componente alternata non sono uguali tra loro nei rivelatori usuali.

Nel circuito tipico illustrato in figura 1 *a*), il carico per la corrente continua è costituito dalle resistenze R_1 ed R_2 in serie. Invece per le frequenze audio, il carico è costituito dalla resistenza addizionale R_3 più l'effetto di R_4 in parallelo con la parte impiegata di R_2. Di solito si usa un valore di R_4 più elevato che sia possibile, sempre però intorno a 10 MΩ, compatibilmente con la polarizzazione base fornita dalla corrente di lancio nei triodi ad alto μ. La resistenza di R_3 sarà più elevata possibile per quanto lo permettono i circuiti di griglia delle valvole adottate in R.F. e F.I.; il suo valore è di solito limitato a 2 MΩ il che rappresenta in qualche maniera un carico molto alto sul diodo.

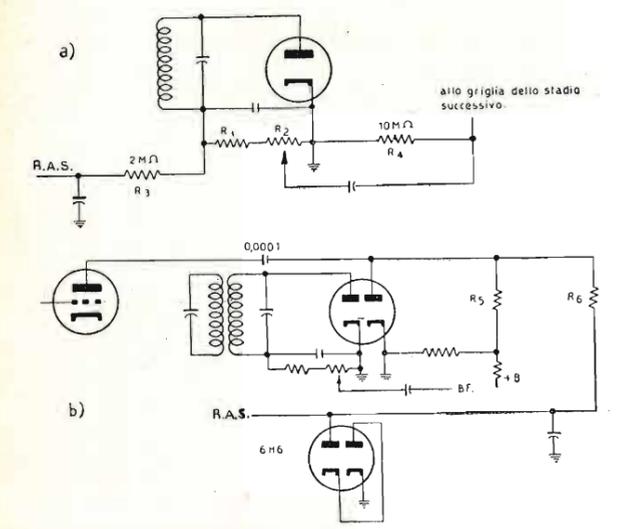



Fig. 1 *a*). — Circuito normale di rivelazione e R.A.S. con un solo diodo.
Fig. 1 *b*). — Per diminuire la distorsione il rivelatore ed il diodo di R.A.S. sono polarizzati per effetto del potenziale di contatto.

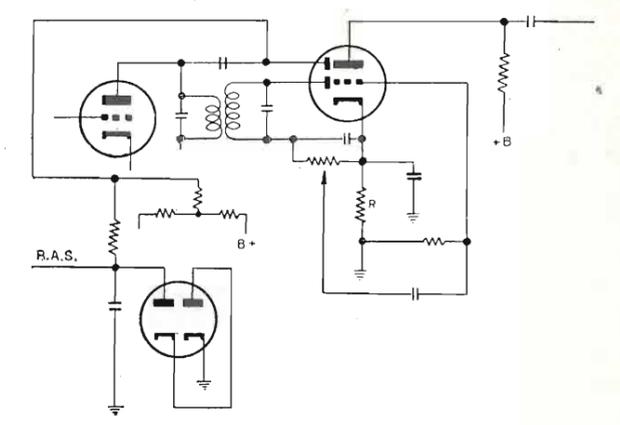



Fig. 2 *a*). — Aumento della tensione di soglia del R.A.S. ottenuto aumentando *R*.

La distorsione, a cui si è accennato, può essere evitata con l'impiego di un diodo separato come rettificatore del R.A.S., come si usava fare tempo addietro, sfruttando oculatamente le possibilità offerte dalla corrente di lancio.

Un semplice circuito di R.A.S. con tensione di soglia può essere realizzato polarizzando il diodo in modo che non conduca sin quando non sia raggiunta la soglia di tensione di R.A.S. Lo svantaggio di questo metodo è quello che con segnali del medesimo ordine di ampiezza della tensione di soglia della R.A.S. la tensione di R.A.S. dipenderà dalla modulazione. Con percentuali di modulazione normali questo effetto non dà origine a inconvenienti notevoli.

Un raddrizzatore di R.A.S. separato è conveniente sia polarizzato come in figura 1 *b*). In questo caso, poichè R_6 è riportato al potenziale negativo, R_5 sarà collegato ad un punto di parecchi volt positivi rispetto al catodo, di modo che il diodo non sarà interdetto.

Si possono fare molte varianti nel montare il circuito. Il doppio diodo-triodo può essere usato assieme ad un altro doppio diodo come in figura 2 *a*). Qui il triodo è polarizzato normalmente e qualsiasi tensione di soglia addizionale può essere ottenuta aumentando il valore di *R*.

Un circuito analogo a quello di figura 3 del precedente Bollettino può essere impiegato aggiungendo un doppio

diodo, del quale una sezione può essere usata per la R.A.S. e l'altra può essere messa in serie con la polarizzazione fornita dai diodi per ottenere la polarizzazione addizionale ed una tensione di soglia.

In figura 2 *b*) viene indicato un sistema che usa un diodo per la polarizzazione di griglia degli stadi R.F. e F.I. Tale circuito usa tutti gli accorgimenti indicati precedentemente e rappresenta a nostro parere l'economia massima di parti e la maggiore semplicità.

Nell'adottare alcuni di questi circuiti per la polarizzazione va ricordato che la corrente di lancio può variare grandemente al variare della tensione di accensione.

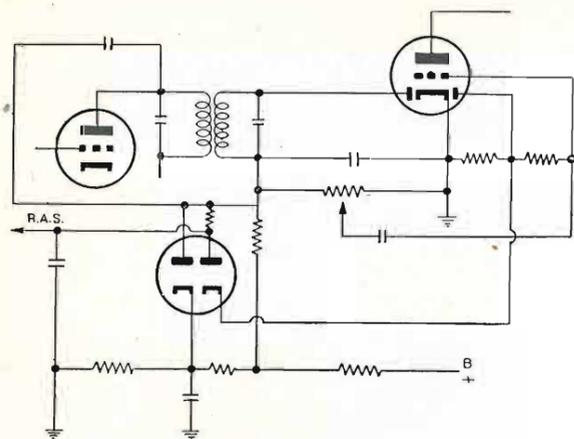



Fig. 2 *b*). — Semplicità ed economia ottenuti usando una sezione del diodo per la polarizzazione.

Impedenza catodica.

Nel progetto degli amplificatori di B.F. si deve tener presente che il circuito catodico interviene a determinare il comportamento di ogni stadio per mezzo della sua impedenza Z_k in unione ad una resistenza

$$R_m = \frac{R_a + R_L}{\mu + 1}$$

dove R_a e μ sono la resistenza interna ed il coefficiente di amplificazione del tubo (fig. 3) ed R_L è la resistenza di carico. Nel calcolo della resistenza R_m bisogna ricordare che essa interviene come un resistore in parallelo all'impedenza Z_k.

Per esempio il rapporto tra l'amplificazione A di uno stadio a resistenza con resistore R_k e condensatore C_k sul catodo (fig. 3) e quella A_0 dello stesso stadio senza impedenza catodica (ossia alla frequenza per cui la reattanza di C_k è trascurabile di fronte a R_k) risulta:

$$\frac{A}{A_0} = \sqrt{\frac{(R_p/R_k)^2 + (\omega R_p C_k)^2}{1 + (\omega R_p C_k)^2}}$$

dove R_p è la resistenza di R_k in parallelo con R_m, cioè:

$$R_p = \frac{R_m\ R_k}{R_m + R_k}\ .$$

Poichè R_p è uguale a R_k soltanto se R_m è infinita, il rapporto A/A_0 si conserva uguale all'unità esclusivamente finchè $(\omega\ C_k\ R_p)^2$ è molto più grande di 1 (e quindi anche di R_p/R_k, che è minore di 1).

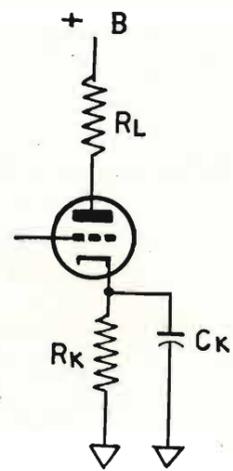



Fig. 3. — Circuito di principio di un amplificatore di B.F.

Alle basse frequenze, per cui questa condizione non è più verificata, l'amplificazione risulta ridotta per effetto della controreazione catodica. Poichè R_p è minore di R_k, la resistenza R_m ha quindi l'effetto di restringere, verso le basse frequenze, la banda di amplificazione costante o di richiedere, a parità di banda, un più elevato valore della capacità C_k in confronto a quanto risulterebbe dal prendere in considerazione la sola resistenza catodica R_k.

Un altro caso, in cui interessa considerare la resistenza R_p, è quello di uno stadio in cui si introduce una reazione negativa sul catodo secondo lo schema di figura 4. In tal caso il rapporto di reazione è determinato dal valore della impedenza catodica, che, in assenza di condensatore catodico, è appunto R_p. Il rapporto di reazione risulta allora $R_p/(R_p + R_f)$; ed è solo questa espressione che può consentire di calcolare esattamente R_f, per ottenere una determinata reazione.

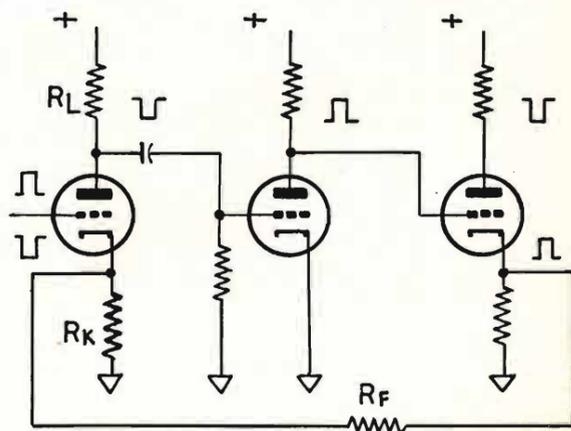



Fig. 4. — Amplificatore con reazione negativa introdotto sul catodo del primo tubo.

La serie per televisori.

Nell'intento di consigliare la scelta delle valvole da impiegare nei ricevitori televisivi riteniamo sia utile riportare l'elenco dei tipi di nostra produzione con indicazioni relative ai loro possibili impieghi.

1) Per stadi di ingresso a R.F.:
6AB4 - 6BK7A - 6CB6

Si possono attuare circuiti di ingresso a triodo con griglia a massa (6AB4), circuiti a pentodo con catodo a massa (6CB6), circuiti tipo cascode (6BK7A), circuiti a due stadi a triodo con griglia a massa (6AB4) seguìto da un pentodo con catodo a massa (6CB6).

2) Per stadi convertitori:
12AT7 - 6U8

Sono possibili stadi convertitori con doppio triodo (12AT7), a guadagno di conversione limitato a basso fruscio.

Con il triodo pentodo (6U8) utilizzando il triodo come oscillatore ed il pentodo come miscelatore è possibile aumentare sensibilmente il guadagno di conversione, realizzando al tempo stesso una migliore separazione degli stadi a F.I. da quelli a R.F.

3) Per stadi a F.I.:
6AU6 - 6CB6

Entrambe le valvole si prestano per amplificatori a larga banda; in particolare con la 6CB6 che ha una elevata cifra di merito $G_m/(C_i + C_u)$ ed alta transconduttanza, è possibile limitare a tre gli stadi amplificatori, invece dei quattro normalmente richiesti con la 6AU6.

4) Per stadi rivelatori:
6AL5 - 6AU6

Con la 6AL5 doppio triodo con catodi separati è possibile effettuare la rivelazione e il ripristino della componente continua nello stadio amplificatore video. Con la 6AU6 può essere realizzata la rivelazione del tipo a ripetitore catodico sfruttando la sezione pentodo per l'amplificazione a F.I. del suono.

5) Per stadi amplificatori B.F. video:
12AT7 - 12AU7 - 6CL6 e 6U8

I doppi triodi 12AT7 e 12AU7 servono per la realizzazione di amplificatori a larga banda a due stadi, con basso guadagno del primo stadio (per ridurre l'effetto Miller dovuto alla capacità fra G_1 - A) ed elevato del secondo.

Il pentodo di potenza 6CL6 del tipo ad alta pendenza e media corrente è particolarmente indicato per amplificatori ad uno stadio con uscita sul catodo del cinescopio, ad accoppiamento diretto. Il triodo pentodo 6U8 normalmente usato come convertitore (vedi 2) serve utilmente per questi impieghi, utilizzando la sezione triodo come primo stadio amplificatore seguìto da un pentodo di potenza, la sezione pentodo potendo essere utilizzata per la prima amplificazione a F.I. suono, o per la regolazione automatica di sensibilità comandata dagli impulsi di sincronismo e da quelli di deflessione di linea (A.G.C. Keyed o Gated).

6) Per circuiti separatori di sincronismo:
12AU7 - 12AX7 - 6U8 - 6AU6 - 6BE6

L'impiego dei doppi triodi è normale per tali circuiti, sia per l'amplificazione e separazione dei segnali di sincronismo dal segnale composto video negativo, sia per la separazione da un segnale video positivo e successiva amplificazione e limitazione dei segnali di sincronismo separati. Per tali funzioni è particolarmente indicata la 6U8, a motivo della sezione pentodo che presenta, rispetto al triodo, minore capacità griglia-placca e migliori caratteristiche di interdizione e limitazione. Tali vantaggi si ottengono anche con il pentodo 6AU6 e la pentagriglia 6BE6.

7) Per stadi di deflessione verticale:
12AU7 - 12AT7 - 6BX7GT

I doppi triodi 12AU7 e 12AT7 si prestano per il progetto di oscillatori bloccati e multivibratori. La 12AU7 con le due sezioni in parallelo, alimentata dalla tensione rialzata proveniente dal Booster, serve per lo stadio finale di deflessione verticale. Il doppio triodo 6BX7GT di potenza consente la deflessione a larga apertura con bassa tensione anodica (170-250 V). Una sola sezione triodo è sufficiente per la deflessione con tubi da 17 pollici, mentre l'altra può essere impiegata come oscillatore bloccato pilota.

8) Per stadi oscillatori di linea e circuiti di regolazione automatica di frequenza:
12AU7 - 12AX7 - 6U8 - 12AT7 - 6AL5 - 6T8

Con i doppio triodi 12AU7 e 12AT7 e con il triodo pentodo 6U8 è possibile progettare il circuito completo facendo funzionare una sezione come oscillatore bloccato e l'altra come tubo comparatore della fase dei segnali di sincronismo rispetto a quella del dente di sega ottenuto.

Con un doppio triodo 12AU7 o 12AT7 e un doppio diodo 6AL5 oppure un altro doppio triodo, è possibile realizzare un più efficiente circuito costituito da un oscillatore di deflessione in Classe C (seguìto o no da un tubo di scarica), la cui frequenza è controllata da un tubo di reattanza, la cui tensione di controllo è ottenuta con un discriminatore comparatore di fase. Circuiti semplificati di questo tipo possono ottenersi con il triodo pentodo 6U8 sfruttando la sezione pentodo per l'oscillatore in Classe C tra catodo, griglia e griglia schermo e sfruttando la rimanente sezione, come tubo amplificatore di scarica.

In alcuni circuiti può essere utile l'impiego del triplo diodo triodo 6T8.

9) Per stadio finale di deflessione orizzontale:
6AV5GT - 25AV5GT

La valvola è perfettamente adatta alla deflessione di linea con cinescopi fino a 21 pollici.

10) PER STADIO RETTIFICATORE ALTA TENSIONE:

1B3GT

La valvola è idonea alla rettificazione sino a 20 kV.

11) PER STADIO SMORZATORE:

6W4GT - 25W4GT

La valvola ha caratteristiche di corrente erogata, tensione inversa e isolamento fra filamento e catodo che la rendono adatta all'impiego come smorzatore per circuiti di linea con cinescopi fino a 17 pollici; è consigliabile l'alimentazione del filamento da un avvolgimento separato del trasformatore di alimentazione.

12) PER CIRCUITI SUONO, ALIMENTAZIONE E VARI.

Servono le normali valvole di nostra produzione 6U8 - 6AU6 - 6CB6 - 6T8 - 6AL5 - 6AT6 - 12AU7 - 12AX7 - 6AQ5 - 35QL6 - 5X4G - 5U4G - 6X5GT - 6X4.

Dati sulle valvole raddrizzatrici di nostra fabbricazione.

Pubblichiamo una tabella relativa ad alcuni tipi di valvole raddrizzatrici di nostra fabbricazione; in essa vengono specificati, per ciascun tipo, i dati relativi al funzionamento nei circuiti raddrizzatori con filtro a ingresso capacitivo. Vengono elencate nelle condizioni di lavoro indicate, che sono caratteristiche per ciascuna valvola, il rendimento di rettificazione, il valore della resistenza serie, la dissipazione anodica e la potenza dissipata nella resistenza anodica.

Questa resistenza anodica è calcolata supponendo capacità di ingresso del filtro infinita, e in modo che la massima corrente istantanea per anodo non sia superiore a quella indicata dal catalogo. Qualora si trovassero discordanze fra i dati pubblicati nei nostri listini e quelli della presente tabella si faccia senz'altro riferimento ai dati di quest'ultima.

Nelle diverse colonne della tabella sono riportati rispettivamente:

1) Tipo di valvola.
2) Classe della raddrizzatrice.
3) Valore efficace della tensione alternata di alimentazione per anodo (misurata tra un anodo ed il positivo della corrente continua).
4) Tensione raddrizzata di uscita.
5) Corrente raddrizzata di uscita.
6) Potenza d'uscita ottenuta moltiplicando (2) per (3).
7) Rendimento di rettificazione ottenuto facendo il rapporto tra (4) e la potenza all'ingresso del primario del trasformatore.
8) Minima resistenza in serie all'anodo e per anodo; resistenza equivalente misurata tra l'anodo ed il più della corrente continua con il lato corrente continua interrotto ed il primario del trasformatore in corto circuito.
9) - A) Valore massimo istantaneo della corrente anodica per anodo.
   B) Rapporto fra 9 A) e il valore medio della corrente anodica per anodo.
10) - A) Dissipazione anodica o media della potenza istantanea dissipata sugli anodi.
   B) Rapporto tra 10 A) e 4).
11) - A) Potenza media dissipata sulle resistenze anodiche compresa la resistenza del trasformatore.
   B) Quoziente fra 11 A) e 4).

1	2	3	4	5	6	7	8	9		10		11	
								A	B	A	B	A	B
		V	V	mA	W	%	Ω	mA	—	W	—	W	—
25Z5 / 25Z6	Moltiplicatrice di tensione	117	208	75	15,6	62,8	35	420	5,6	5,9	0,380	1,7	0,110
5Y3	Onda intera	350	335	125	41,8	67,5	95	375	6 —	13,4	0,320	3,3	0,079
81	½ onda	700	690	85	59,5	69,5	200	525	6,2	14,4	0,243	7,6	0,127
5U4	Onda intera	450	445	225	100 –	70 –	85	705	6,25	24,5	0,245	10,2	0,102
35Z5 / 35Z4	½ onda	235	235	100	23,5	70,7	100	633	6,33	3 –	0,128	4,8	0,204
5W4	Onda intera	350	362	100	36,2	73 –	125	330	6,6	8 –	0,220	3,1	0,085
5V4	Onda intera	375	415	175	72,6	78,4	95	647	7,4	8 –	0,110	8,4	0,116
12Z3	½ onda	235	261	55	14,3	78,5	75	407	7,4	1,9	0,130	1,4	0,094
6 × 5	Onda intera	325	370	70	25,9	80,5	150	273	7,8	3,2	0,123	2,2	0,086
5Z4	Onda intera	350	420	125	52,5	84,9	30	556	8,9	6 –	0,115	1,6	0,031

TRANS CONTINENTS RADIO

di Dario Prandoni

Televisore

PD. 102

Prezzo listino

L. 240 000

(più tasse)

Schermo cm. 37,5 x 28 (Cinescopio 17" pollici) - Elevata sensibilità - Ricezioni brillanti e indistorte - Definizione ottima dovuta anche all'impiego di un doppio amplificatore video - Facilità di regolazione (ottenuta impiegando il sistema intercarrier che assicura il contemporaneo accordo sia del suono che del video) - Ricezione su sette canali secondo lo standard europeo - Altoparlante posto frontalmente per una indiscutibile migliore propagazione dell'audio - Alimentazioni: 220 Volt consumo 150 Watt - Mobile in radica di maples di forma moderna ed elegante

Altezza cm. 52 - Larghezza cm. 53,5 - Profondità cm. 50 - Peso kg. 33

AMMINISTRAZIONE E FABBRICA CASSANO D'ADDA (MILANO)

In vendita presso tutti i migliori rivenditori

HERMETIC SEALS

I MIGLIORI PASSANTI SALDABILI DEL MONDO

Gli unici saldabili fino a 275° C a tenuta di vuoto per la facile saldatura dei componenti garantiscono robustezza e tenuta assolutamente priva di fughe, con resistenza d'isolamento di oltre 10.000 Megaohm.
I passanti singoli e multipli trovano impiego nell'industria elettronica perchè resistono al vuoto spinto, ad elevate pressioni, alle temperature estreme e perchè sono inattaccabili da olii, dai riempitivi e dagli agenti chimici.

Hermetic Seal Products Co., Newark 7, N. J.

Rappresentanza Generale

ING. **KORILLER** S. R. L.

VIA BORGONUOVO, 4 - TEL. 631-318

Transistori - Cristallodi Dott. ROST, Hannover
— esploratori a punta di germanio
— diodi - triodi - tetrodi
— ponti di misura per transistori

Termistori per radio, televisione, strumenti di misura, ritardatori di relé, elementi sensibili, ecc.

Quarzi di rocca e piastrine di quarzo per applicazioni piezoelettriche.

Macchine per la lappatura di piastrine di quarzo.

Cavi coassiali "ALDER TEFLON" minime dimensioni, massima efficienza.

UN FUORI CLASSE DEI MICROFONI A NASTRO

di minime dimensioni (mm. 110 x 40 x 30)

prodotti **RIEM**

PRODOTTI DI QUALITÀ

★

MICROFONI: assortimento di tipi per tutte le esigenze

Complessi FONOGRAFICI

CAPSULE PIEZOELETTRICHE PER MICROFONI

TESTINE PIEZOELETTRICHE PER PICK-UP

LARINGOFONI E TUTTE LE APPLICAZIONI PIEZOELETTRICHE

APPARECCHIO ELETTRONICO **ITALIANO** *PER* **DEBOLI DI UDITO** *tipo RIEM 301*

UNITÀ MAGNETO - DINAMICHE PER TROMBE ESPONENZIALI

Soc. r. l. **RIEM**

RAPPRESENTANZE INDUSTRIE ELETTROTECNICHE MILANESI

MILANO

Nuova Sede: VIA S. CALOCERO, 3 - TEL. 383-090

Ritagliare e incollare questo tagliando su una cartolina postale.

Spett. Soc. r. l. **RIEM** - MILANO
VIA S. CALOCERO, 3
(Per richiesta listino)

LIBRI E PUBBLICAZIONI

ELIGIO PERUCCA: **Dizionario d'ingegneria.**

Vol. II. - CER - FOR (cercatore - forzamento) - pagine VIII-1087, formato cm 20 × cm 30, con 2.200 figure e una tavola a colori - U.T.E.T.-Torino, 1952 - L. 12.000.

Scrive Leonardo da Vinci: « Studia prima la scienza e poi seguita la pratica nata da essa ».

Ma la scienza è ormai così vasta che nessuno riesce più ad abbracciarla tutta, neppure nell'ambito di un ramo particolare. Infatti tanta è l'abbondanza dei dati finora accumulati, così grande è il numero dei ricercatori, delle riviste, delle pubblicazioni, dei volumi e delle memorie su ogni argomento, che le bibliografie, pur inevitabilmente incomplete nel tempo e nello spazio, diventano sempre più vaste ed estese.

Si comprende quindi l'importanza e il valore di una pubblicazione come quella diretta dal prof. Perucca, in cui è condensata la scienza degli ingegneri in vista della pratica. Non staremo a ripetere quello che si è già detto per il I° volume (si veda « Elettronica », maggio-giugno 1952 - Anno I° - num. 3 - pag. 157), e che vale anche per l'attuale, ma insisteremo sul valore di tale pubblicazione, che fa il punto su una infinità di concetti e di tecniche e che di ogni nozione espone ed esamina i vari significati, illuminando i rapporti che questi vari significati hanno fra loro giungendo così ad una conoscenza completa (per quanto è possibile) ed approfondita di ogni singolo argomento.

Completezza e precisione: ecco i pregi essenziali dell'opera.

Come esempio di completezza di esposizione si veda la voce *cerchio*, in cui sono indicati i significati che questo termine ha nei seguenti campi: costruzioni meccaniche, elettrotecnica, geofisica, matematica, meccanica, ottica, tecnologie meccaniche, topografia.

Come esempio di precisione si veda quanto è detto al termine della voce *forza*.

Non è evidentemente possibile anche soltanto riportare le voci raccolte in queste 1087 pagine: indicherò alcune di quelle che mi sembrano più interessanti: cerchio - C.G.S. - $(C.G.S.)_{es}$, $(C.G.S.)_{em}$, $(C.G.S.)_{sim}$ - chiodi (dove si può ammirare la fantasia artigiana nella scelta delle denominazioni) - ciclo (dove è precisata la distinzione tra ciclico e periodico) - cinematografia - circuito - città - classificazione - clima - clistron - cloro - coefficiente - corrente - colla - collimatore - colloide - colorante (sostanza) - colorimetria - coordinata - corrente fluida - costante - cupola - curva - cuscinetto.

D'Alembert (Paradosso e principio di...) - densità - dentatura - depurazione delle acque - derattizzazione (distruzione dei topi) - deriva - deuterio e deuterone - diaframma - difetto di massa - diffrazione - dinamo (bellissima voce per chiarezza, precisione e semplicità) - dipolo - dirigibile - disco - dislocazione - dispersione.

Eccedenti frazionari - elasticità - elettrete - elettrodinamometro - elica - elicottero - emissione - emulsione - energia - equazione - equilibrio - equivalente - equivalenza - esplosivo - essenza - eterodina.

Faro - fascio - fenditura - ferro - ferromagnetico - ferromagnetismo - fiamma - fiammifero - finestra - fissione - fiume - fognatura - fon - fonografo - formatore (attrezzi del...) - forza.

Come per tutte le edizioni U.T.E.T., la perfezione tipografica dell'opera è superiore ad ogni elogio.

(153) F. O.

G. A. UGLIETTI: **Gli ultrasuoni.**

« U. Hoepli », Milano, 1952 - Un volume di XII+339 pag., formato cm 17,5×24,9 con 114 figure.

La materia che dà luogo alla trattazione è oggi quanto mai vasta, e la letteratura sull'argomento va sempre più estendendosi. E' quindi opportuno che sia apparso un volume, che senza ricorrere a sviluppi teorici, porti il lettore alla conoscenza dei princìpi fisici e sovrattutto delle numerose applicazioni della energia ultrasonora.

I primi capitoli trattano in modo assai succinto, ma esauriente, delle principali proprietà fisiche degli ultrasuoni e dei mezzi per generarli e per rivelarli. Si danno anche nozioni utili alla costruzione di oscillatori a frequenza ultrasonica, per la generazione di energia ultraacustica con elementi piezoelettrici e magnetostrittivi.

Nel capitolo che tratta dei rivelatori sono anche esposti gli schemi costruttivi di vari tipi di dosimetri, e si accenna anche ai metodi ottici di rivelazione.

I due ultimi capitoli, che formano la maggior parte del volume, trattano delle applicazioni chimico-fisiche e biomedicali degli ultrasuoni.

Molte di queste applicazioni sono note: ad esempio gli scandagli ultrasonori: altre sono meno conosciute, ed è interessante per il lettore constatare quanti tentativi, anche se non sempre coronati da un successo pratico, sono stati escogitati per utilizzare questa forma di energia. Vengono così descritti dispositivi per rivelare ostacoli ai ciechi, per ricercare difetti nei metalli, linee di ritardo ultrasonore, apparecchi per l'eliminazione di gas occlusi in pezzi di fusione, per la preparazione di leghe speciali, di emulsioni, di colloidi; lavatrici, spaventapasseri, stroboscopi e via dicendo. Nelle applicazioni medicali si esamina l'azione degli ultrasuoni su batteri ed ultravirus: si studiano applicazioni diagnostiche, e si dà notizia di possibili applicazioni terapeutiche.

Si ha così un quadro assai interessante di molti tentativi fatti per utilizzare una forma di energia, che solo da poco tempo si è in grado di produrre. Se poi non tutte le applicazioni proposte potranno essere utilizzate, la conoscenza di tanti tentativi potrà spingere il lettore o a raffinarli o ad abbandonare le vie già da altri tentate.

(130) G. S.

V. D'ALESSIO: **Elettrotecnica** - Parte Seconda.

Elettromagnetismo - Induzione elettromagnetica - Campo elettrico - Volume di XII + 230 pagine formato cm 15×20 (con 156 figure) - Edizione «Gazzetta per i lavoratori» - Roma, 1952 - Prezzo L. 500.

Questo secondo volume sull'elettrotecnica dell'ing. Vittorio D'Alessio è il settimo volume della collana edita dalla « Gazzetta per i lavoratori », e raccoglie le lezioni pubblicate settimanalmente sulla Gazzetta stessa che è un periodico pubblicato dalla Confederazione Generale dell'Industria.

Come scrive nella prefazione il Presidente della Confindustria Angelo Costa, questi manuali « forniscono in forma piana e semplice un materiale di studio costantemente aggiornato ed opportunamente adattato alle esigenze delle scuole professionali ed alla mentalità dei lavoratori che desiderano trovare una guida per giungere ad una maggiore specializzazione o per allargare il campo delle proprie conoscenze nello specifico settore nel quale lavorano... ».

« Questa collana è testimonianza dell'interesse costantemente dimostrato dalle categorie industriali per migliorare la cultura tecnica delle proprie maestranze... ».

« L'esperienza di oltre sei anni di questo settimanale dialogo, sostenuto attraverso la Gazzetta, con i lavoratori, ha consentito di poter meglio adattare questo complesso di lezioni alla mentalità ed alle necessità espresse dai lavoratori ».

Questo secondo volume, dopo alcune avvertenze di carattere generale, comprende i seguenti cinque capitoli. 1° Nozioni introduttive sul magnetismo (pag. 5-26); 2° Le leggi fondamentali dell'elettromagnetismo (27-79); 3° Leggi e fenomeni di induzione elettromagnetica (80-139); 4° Azioni magnetoelettriche ed elettrodinamiche (140-149); 5° Il campo elettrico (150-225) con i sottocapitoli: *A*) L'elettrostatica nel nuovo indirizzo dell'elettrotecnica; *B*) Capacità di un condensatore elettrico ed energia elettrostatica. Il volume è altresì provvisto oltre che dell'indice tematico anche di un indice alfabetico.

Il libro sarà certamente bene accolto nell'ambiente dei lavoratori a cui è dedicato perchè esso risponde bene ai fini che si propone.

Accurata la veste tipografica ed efficaci, ben disegnate e stampate le figure.

(154) G. D.

L. BRAGG: **Elettricità.**

«U. Hoepli», Milano, 1953 - Un volume di XX+314 pag., formato cm 12,5×19,5 con 139 figure - Prezzo L. 1800.

L'opera raccoglie un corso di sei lezioni sull'elettricità tenute dall'Autore ad un uditorio non iniziato per incarico della Royal Institution di Londra; esso tratta in maniera molto piana e semplice i principali fenomeni elettrici fornendo contemporaneamente cenni sulle applicazioni più interessanti ed appariscenti.

Se da un lato l'autorità dell'Autore, il Premio Nobel Lawrence Bragg, rappresenta la migliore garanzia di serietà, dall'altro la chiara e piacevole esposizione fanno di questo volume un'opera di volgarizzazione interessante efficace e di facile lettura. Ottima la traduzione di A. Querques che ha cercato di riprodurre lo stile dello Autore, attraente e dilettevole.

(151) G. D.

LESA

TRENT'ANNI DI ATTIVITÀ
IMPIANTI IN CAVO
610'000 km / BICOPPIA / 14'600 km / ANIMA COASSIALE
1921
1952

ELETTRONICA E TELEVISIONE ITALIANA

INDICE ANNO 1° - 1952

Le abbreviazioni riportate accanto ad ogni voce hanno i seguenti significati (*A*) = Articolo; (*B F*) = Bollettino F.I.V.R.E.; (*L*) = Libri; (*N I*) = Notiziario Industriale; (*S E*) = Stampa Elettronica; (*V S*) = Varietà scient.; (*V T*) = Varietà tecniche

N. 1 - GENNAIO-FEBBRAIO (pag. 1-48)

N. 2 - MARZO-APRILE (pag. 49-104)

N. 3 - MAGGIO-GIUGNO (pag. 105-164)

N. 4 - LUGLIO-AGOSTO (pag. 165-212)

N. 5 - SETTEMBRE-OTTOBRE (pag. 213-260)

N. 6 - NOVEMBRE-DICEMBRE (pag. 261-316)

OM **AM** OC **MF** OCC **TV** OUC

VI PRESENTA LA NUOVA GAMMA DI CONDENSATORI A DIELETTRICO CERAMICO D'ALTA QUALITÀ, COSTRUITI SU LICENZA L.C.C. (C.ie Gén.le de T.S.F.)

CONDENSATORI CERAMICI L.C.C.

- Per RICEZIONE, APPARECCHIATURE DI PRECISIONE, TRASMISSIONE di piccola, media e grande potenza ad uso CIVILE, MILITARE, PROFESSIONALE e TROPICALE su posti fissi, mobili e portatili ultracompatti
- Caratterizzati da eccezionali doti di ROBUSTEZZA, MINIMO INGOMBRO, STABILITÀ
- TEMPERATURE DI IMPIEGO: — 80 + 130° C
- TENSIONI NOMINALI: 250 — 10.000 V senza limite per raggruppamento
- POTENZE REATTIVE AF: da qualche VAr a 20 kVAr
- COEFFICENTI di TEMPERATURA prestabiliti: —750 —700 —470 —80 —30 0 +100
- COSTANTI DIELETTRICHE: 7 — 5 800
- In forma di TUBETTO, PASTIGLIA, PIASTRINA, SUBMINIATURA, ULTRAMINIATURA, REGOLABILE, PASSANTE, PIATTO, BICCHIERE, si adattano a tutte le esigenze tecniche di montaggio

FABBRICA ITALIANA CONDENSATORI S.p.A.

Via Derganino N. 18-20 — MILANO — Tel. 97.00.77 - 97.01.14